

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA**  
**PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

**ESTUDO E IMPLEMENTAÇÃO DE UM SISTEMA CARREGADOR DE  
BATERIAS OPERANDO NO MODO RESSONANTE, COM ALTO FATOR  
DE POTÊNCIA, UTILIZANDO IGBT'S**

**DISSERTAÇÃO SUBMETIDA À UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA  
CATARINA PARA A OBTENÇÃO DO GRAU DE MESTRE EM  
ENGENHARIA**

**JOÃO ABERIDES FERREIRA NETO**

**FLORIANÓPOLIS, MAIO DE 1994**

**ESTUDO E IMPLEMENTAÇÃO DE UM SISTEMA CARREGADOR DE  
BATERIAS OPERANDO NO MODO RESSONANTE, COM ALTO FATOR DE  
POTÊNCIA, UTILIZANDO IGBT'S**

**JOÃO ABERIDES FERREIRA NETO**

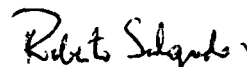
**ESTA DISSERTAÇÃO FOI JULGADA ADEQUADA PARA OBTENÇÃO DO  
TÍTULO DE MESTRE EM ENGENHARIA, ESPECIALIDADE ENGENHARIA  
ELÉTRICA E APROVADA EM SUA FORMA FINAL PELO CURSO DE PÓS-  
GRADUAÇÃO**



Prof. Hari Bruno Mohr, Dr.  
ORIENTADOR



Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.  
CO-ORIENTADOR



Prof. Roberto de Souza Salgado, Ph. D.  
Coordenador do Curso de Pós-Graduação  
em Engenharia Elétrica

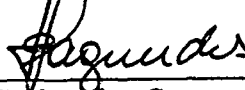
**BANCA EXAMINADORA:**



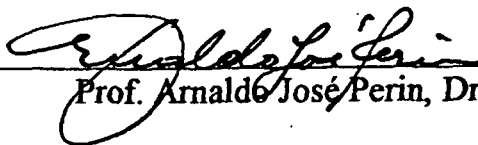
Prof. Hari Bruno Mohr, Dr.



Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.



Prof. João Carlos dos Santos Fagundes, Dr.



Prof. Arnaldo José Perin, Dr.

**À Deus**

**A meus pais João A. Filho e Adalcira**

**À minha tia Adair**

**Aos meus irmãos Alexandre e Andréa**

**À minha Matilde**

## AGRADECIMENTOS

Ao Prof. Hari Bruno Mohr, por sua amizade, atenção, colaboração e por me conceder a oportunidade de realizar este trabalho sob sua orientação.

Ao Prof. Ivo Barbi, pela amizade, profissionalismo e pelo trabalho de co-orientação realizado junto a este trabalho.

Aos professores membros da banca examinadora: Hari Bruno Mohr, Ivo Barbi, João Carlos dos Santos Fagundes e Arnaldo José Perin pela atenção e contribuições sugeridas ao trabalho.

À todos os professores do LAMEP, pela amizade, atenção e grande contribuição em minha formação profissional.

Aos técnicos do LAMEP, pela amizade e grande ajuda no desenvolvimento deste trabalho.

À toda minha família pelo grande apoio dispensado em todos os momentos de minha vida.

À minha noiva Matilde Costa Guimarães pelo carinho, compreensão e força, fundamentais em minha vida.

À CAPES pelo apoio financeiro.

À UFSC e à Coordenadoria de Pós-Graduação, pela atenção e profissionalismo.

Ao estado de Santa Catarina que me recebeu e me acolheu de braços abertos.

Aos amigos de república Alexandre Coimbra, Idimilson Sepeda e Luis Otávio pela grande amizade e pelo companheirismo.

Aos amigos Amapaenses, Baianos, Capixabas, Cariocas, Catarinenses, Cearenses, Gaúchos, Goianos, Mineiros, Paraenses, Paraibanos, Paranaenses, Paulistas, Pernambucanos e Sergipanos pelos grandes momentos de felicidade que me proporcionaram com suas companhias.

À todas as pessoas que de uma forma ou de outra contribuíram para a realização deste trabalho.

JF.

## SUMÁRIO

<b>RESUMO.....</b>	<b>viii</b>
<b>ABSTRACT.....</b>	<b>ix</b>
<b>SIMBOLOGIA .....</b>	<b>x</b>
<b>INTRODUÇÃO GERAL.....</b>	<b>01</b>
<b>CAPÍTULO I - PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO DO CONVERSOR.....</b>	<b>03</b>
<b>1.1 - Introdução .....</b>	<b>03</b>
<b>1.2 - Estrutura Básica do Conversor.....</b>	<b>04</b>
<b>1.3 - Análise Qualitativa do Conversor.....</b>	<b>04</b>
<b>1.3.1 - Princípio de Funcionamento .....</b>	<b>04</b>
<b>1.3.2 - Etapas de Funcionamento do Conversor.....</b>	<b>05</b>
<b>1.3.3 - Formas de Onda .....</b>	<b>09</b>
<b>1.4 - Capacitância Ressonante Equivalente.....</b>	<b>10</b>
<b>1.5 - Conclusão.....</b>	<b>10</b>
<b>CAPÍTULO II - ANÁLISE QUANTITATIVA DO CONVERSOR.....</b>	<b>12</b>
<b>2.1 - Introdução .....</b>	<b>12</b>
<b>2.2 - Equacionamento do Conversor.....</b>	<b>12</b>
<b>2.2.1 - Equação Genérica do Circuito LC.....</b>	<b>12</b>
<b>2.2.2 - Equacionamento das Etapas de Funcionamento do Conversor .....</b>	<b>13</b>
<b>2.2.3 - Plano de Fase do Conversor .....</b>	<b>14</b>
<b>2.2.4 - Definição do Ganho Estático de Tensão (<math>q</math>) .....</b>	<b>16</b>
<b>2.2.5 - Relação entre <math>q</math> e <math>f_{sm\acute{a}x}/f_0</math>.....</b>	<b>16</b>
<b>2.2.6 - Corrente Média nos Transístores (<math>i_{T1MED}</math>).....</b>	<b>20</b>
<b>2.2.7 - Corrente Média nos Diodos de Grampeamento (Diodos D1 e D2).....</b>	<b>24</b>
<b>2.2.8 - Corrente Eficaz nos Transístores (<math>i_{T1EF}</math>).....</b>	<b>26</b>
<b>2.2.9 - Corrente Eficaz nos Diodos de Grampeamento (Diodos D1 e D2) .....</b>	<b>28</b>
<b>2.2.10 - Corrente de Pico nos Transístores (<math>i_{T1P}</math>).....</b>	<b>30</b>

2.2.11 - Corrente de Pico nos Diodos de Grampeamento (Diodos D1 e D2).....	31
2.2.12 - Correntes nos Diodos Retificadores de Saída .....	33
2.2.13 - Corrente Eficaz no Indutor Ressonante ( $i_{LrEF}$ ) .....	33
2.2.14 - Corrente Eficaz na Bateria.....	33
2.2.15 - Corrente Média na Bateria .....	33
2.3 - Análise do Fator de Potência .....	34
2.3.1 - Corrente Média de Entrada ( $i_{1MED}$ ) .....	35
2.3.2 - Relação entre o Fator de Potência (FP) e o Ângulo de Inicialização ( $\theta_1$ ) .....	36
2.3.3 - Relação entre o Fator de Potência e o Ganho Estático de Tensão.....	37
2.3.4 - Distorção Harmônica Total em Função do Fator de Potência.....	38
2.4 - Conclusão.....	40
<b>CAPÍTULO III - METODOLOGIA E EXEMPLO DE PROJETO E</b>	
<b>DIMENSIONAMENTO DOS COMPONENTES DA FONTE .....</b>	<b>41</b>
3.1 - Introdução .....	41
3.2 - Metodologia de Projeto .....	41
3.3 - Projeto para a Potência de 1500 W.....	43
3.3.1 - Cálculo dos Parâmetros do Circuito .....	43
3.3.2 - Dimensionamento das Chaves Semicondutoras (T1 e T2).....	46
3.3.3 - Dimensionamento dos Diodos de Grampeamento (D1 e D2) .....	49
3.3.4 - Cálculo do Transformador .....	50
3.3.5 - Cálculo Térmico do Transformador .....	54
3.3.6 - Cálculo do Indutor Ressonante.....	56
3.3.7 - Dimensionamento dos Diodos Retificadores de Saída.....	58
3.3.8 - Cálculo do Filtro de Alta Frequência de Entrada .....	59
3.3.9 - Ponte Retificadora de Entrada .....	61
3.3.10 - Definição e Projeto do Circuito de Comando do Conversor.....	61
3.4 - Conclusão.....	63
<b>CAPÍTULO IV - SIMULAÇÃO E RESULTADOS EXPERIMENTAIS .....</b>	<b>64</b>
4.1 - Introdução .....	64

<b>4.2 - Simulação Numérica.....</b>	<b>64</b>
4.2.1 - Tensão e Corrente no Circuito Ressonante .....	65
4.2.2 - Tensão e Corrente nas Chaves Semicondutoras.....	66
4.2.3 - Tensão e Corrente nos Diodos de Grampeamento .....	66
4.2.4 - Tensão e Corrente nos Diodos Retificadores de Saída .....	67
4.2.5 - Corrente na Bateria.....	67
4.2.6 - Tensão e Corrente de Entrada .....	68
<b>4.3 - Resultados Experimentais .....</b>	<b>68</b>
4.3.1 - Tensão e Corrente de Entrada .....	70
4.3.2 - Tensão e Corrente no Circuito Ressonante .....	71
4.3.3 - Tensão e Corrente na Chave.....	72
4.3.4 - Tensão e Corrente nos Diodos de Grampeamento .....	74
4.3.5 - Tensão e Corrente nos Diodos Retificadores de Saída .....	74
4.3.6 - Corrente Fornecida pelo Conversor.....	75
4.3.7 - Tensão no Primário e Secundário .....	75
4.3.8 - Curva de Rendimento .....	76
4.3.9 - Característica de Saída do Conversor .....	76
<b>4.4 - Conclusão.....</b>	<b>78</b>
<b>CONCLUSÃO GERAL.....</b>	<b>79</b>
<b>REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....</b>	<b>80</b>

## RESUMO

Neste trabalho é apresentado o estudo, projeto e implementação de uma fonte de alimentação chaveada ressonante isolada, com grampeamento da tensão no capacitor ressonante. A fonte apresenta-se à rede CA com alto fator de potência, sem a necessidade de utilização de técnicas especiais de correção. Sua principal aplicação é em sistemas carregadores de baterias.

Uma das principais vantagens do conversor estudado reside no fato de que a comutação das chaves é não dissipativa, utilizando-se a técnica de comutação à corrente nula (ZCS).

É descrito o princípio de funcionamento do conversor, assim como suas etapas de operação. Realizou-se também o equacionamento matemático do mesmo, a partir do que são traçados ábacos que objetivam simplificar o projeto prático. Uma metodologia de projeto é também desenvolvida. Os estudos analíticos são comprovados através de simulações em microcomputador digital.

Finalmente, são apresentados resultados experimentais obtidos a partir de um protótipo de laboratório, com potência de 1500 W, o que permite validar os estudos teóricos apresentados.



## ABSTRACT

This work presents the study, design and implementation of an isolated resonant switchmode power supply, with clamped voltage on the resonant capacitor. The power supply provides a high power factor to the AC supply, without the need of any special correction technique. Its main application is on battery charger systems.

One leading advantage of the studied converter is the lossless commutation on the switches, making use of the zero-current switching technique.

The basic operation of the converter are reported, as well as its modes of operation. The mathematical equations of the converter are also presented, from which charts were traced to simplify the practical project. A design methodology is also developed and the analysis were ratified trough simulation on a digital microcomputer.

Finally, the theoretical's results have been validated on a laboratory prototype, rated 1500 W, presenting the experimental results.

## SIMBOLOGIA

$\alpha_1$	: Ângulo de duração da primeira etapa de funcionamento.
$A_e$	: Área da perna central do núcleo.
$A_w$	: Área da janela do núcleo.
$\beta_1$	: Ângulo de duração da segunda etapa de funcionamento.
$B$	: Densidade de fluxo.
$B_{m\acute{a}x}$	: Densidade de fluxo máxima.
$C$	: Capacitor.
$C_{in}$	: Capacitor do filtro de alta frequência de entrada.
$C_o$	: Capacitor do filtro de alta frequência de saída.
$C_r$	: Capacitância ressonante equivalente.
$C_{r1-Cr2}$	: Capacitores do circuito ressonante.
$C_T$	: Capacitor de temporização do CI-3524.
$\Delta B$	: Excursão da densidade de fluxo.
$\Delta T_n$	: Elevação de temperatura no núcleo do transformador.
$D1-D2$	: Diodos de grampeamento.
$D3-D6$	: Diodos retificadores de saída.
$D7-D10$	: Diodos retificadores de onda completa de entrada.
$DHT$	: Distorção harmônica total.
$E$	: Fonte de tensão do circuito LC simples.
$E_o$	: Tensão de saída.
$E_{op}$	: Tensão de saída referida ao lado primário do transformador.
$E_{os}$	: Tensão de saída referida ao lado secundário do transformador.
$f$	: Frequência.
$f_c$	: Frequência de corte.
$f_L$	: Frequência da rede de alimentação.
$f_s$	: Frequência de chaveamento.

$f_{sm\acute{a}x}$	: Freqüência de chaveamento máxima.
$f_{sm\acute{m}n}$	: Freqüência de chaveamento mínima.
$f_o$	: Freqüência de ressonância.
$f_{osc}$	: Freqüência de oscilação do CI-3524.
$f_{oscm\acute{a}x}$	: Freqüência de oscilação máxima do CI-3524.
FP	: Fator de Potência.
$FP_{m\acute{m}n}$	: Fator de Potência mínimo.
$i_l$	: Corrente CA de entrada.
$i_{lMED}$	: Corrente média de entrada.
$i_2$	: Corrente $i_l$ retificada.
$I_d$	: Valor da corrente no indutor $L_r$ no início da segunda etapa.
$i_{D1}$	: Corrente no diodo de grampeamento D1.
$\overline{i_{D1}}$	: Corrente normalizada no diodo de grampeamento D1.
$i_{Ds}$	: Corrente no diodo de saída.
$i_{DR}$	: Corrente no diodo retificador de saída.
$i_L$	: Corrente no indutor.
$I_{L0}$	: Corrente inicial no indutor.
$i_{Lr}$	: Corrente no indutor ressonante.
$I_m$	: Corrente de pico da rede.
$i_o$	: Corrente de saída.
$I_p$	: Corrente no enrolamento primário do transformador.
$I_s$	: Corrente no enrolamento secundário do transformador.
$i_{T1}$	: Corrente no transistor T1.
$\overline{i_{T1}}$	: Corrente normalizada no transistor T1.
$J_{m\acute{a}x}$	: Máxima densidade de corrente.
$L$	: Indutor.
$l_g$	: Entreferro (gap).
$L_{in}$	: Indutor do filtro de alta freqüência de entrada.
$L_{lk}$	: Indutância de dispersão.

$L_m$	: Indutância magnetizante.
$L_o$	: Indutância da cablagem.
$L_r$	: Indutância do circuito ressonante.
$L_{ra}$	: Indutância ressonante efetiva.
$l_t$	: Comprimento médio de uma espira.
$n_f$	: Número total de fios.
$N_p$	: Número de espiras do enrolamento primário.
$N_s$	: Número de espiras do enrolamento secundário.
$P$	: Potência elétrica.
$P_{cu}$	: perdas no cobre.
$P_d$	: Potência dissipada em uma chave semicondutora.
$P_N$	: Perdas no núcleo.
$P_o$	: Potência nominal de saída.
$P_t$	: Total de perdas no transformador.
$P_{td}$	: Total de potência dissipada nas chaves semicondutoras.
$q$	: Ganho estático de tensão.
$R_{ds(on)}$	: Resistência de condução de um MOSFET.
$R_{eq}$	: Resistência equivalente do conversor.
$R_c$	: Resistência por unidade de comprimento.
$R_{\theta JC}$	: Resistência térmica junção-cápsula.
$R_{\theta CS}$	: Resistência térmica cápsula-dissipador.
$R_{\theta SA}$	: Resistência térmica dissipador-ambiente.
$R_t$	: Resistência térmica do núcleo por convecção natural.
$R_T$	: Resistor de temporização do CI-3524.
$S$	: chave.
$S_{PRIM}$	: Área da seção transversal do enrolamento primário.
$S_{SEC}$	: Área da seção transversal do enrolamento secundário.
$\theta_1$	: Ângulo de inicialização.
$t$	: Tempo.

$T$	: Período.
$t_1$	: Tempo de duração da primeira etapa.
$T_1$ - $T_2$	: Transístores.
$T_D$	: Tempo de condução correspondente à segunda etapa de funcionamento.
$T_0$	: Período de ressonância.
$T_s$	: Período de chaveamento.
$T_a$	: Temperatura ambiente.
$T_{JMÁX}$	: Temperatura máxima de junção.
$u_o$	: Permeabilidade do ar.
$V_1$	: Tensão eficaz de entrada.
$V_{1mín}$	: Tensão eficaz de entrada mínima.
$v_1$	: Tensão CA de entrada.
$v_2$	: Tensão $v_1$ retificada.
$v_C$	: Tensão no capacitor.
$V_{C0}$	: Tensão inicial no capacitor.
$V_{CE(ON)}$	: Tensão coletor-emissor no IGBT conduzindo.
$V_{CEMÁX}$	: Tensão máxima nas chaves comandadas.
$v_{Cr1}$	: Tensão no capacitor ressonante 1.
$v_{Cr2}$	: Tensão no capacitor ressonante 2.
$v_{D1}$	: Tensão no diodo $D_1$ .
$V_{Ds}$	: Tensão no diodo de saída.
$V_{in}$	: Tensão de entrada.
$V_m$	: Tensão de pico da rede.
$V_{RMÁX}$	: Tensão reversa máxima.
$v_{T1}$	: Tensão no transistor $T_1$ .
$w$	: Freqüência angular.
$w_0$	: Freqüência angular de ressonância.
$Z_0$	: Impedância característica do circuito ressonante.
$Z_1(t)$	: Vetor que descreve a trajetória do plano de fase.

## INTRODUÇÃO GERAL

Nos últimos anos os sistemas carregadores de baterias vêm se tornando, juntamente com os inversores, um dos sistemas mais relevantes dentro da área de Eletrônica de Potência, devido principalmente à extrema importância que as baterias representam para os sistemas ininterruptos de energia (UPS) e para os sistemas de telecomunicações.

Entretanto, os sistemas carregadores de baterias devem apresentar como características principais: Isolamento galvânico, alta eficiência, controle do fluxo de potência, um elevado fator de potência (maior que 0,92, exigido pelas concessionárias de eletricidade) e um baixo custo para competirem dentro de um mercado cada vez mais exigente.

Desta forma, podemos citar alguns dos sistemas carregadores de baterias que surgiram em substituição aos sistemas clássicos que utilizavam um transformador de isolamento em 60 Hz e tiristores.

Em 1982 foi proposto um circuito [1] cuja topologia apresentava um elevado fator de potência e uma Distorção Harmônica Total menor do que 1%, entretanto possuía algumas desvantagens, como por exemplo, a máxima frequência de chaveamento limitada, devido às perdas de chaveamento, e a necessidade de complexos circuitos de comando para obter a sincronização com a tensão da rede.

Em 1990 foi proposto um novo conversor destinado à mesma função [2], onde se aplicava um indutor linearmente variável para controlar a corrente de entrada e deixá-la em fase com a tensão de entrada. Este conversor necessitava também de circuitos auxiliares com o objetivo de obter sincronização com a referida tensão.

Em 1993 surgiu um sistema carregador de baterias microcontrolado que utilizava um conversor Boost isolado [3]. Este conversor apresentava um fator de potência unitário, entretanto as desvantagens citadas anteriormente permaneciam, apresentando ainda a necessidade da utilização de circuitos grameadores.

O conversor objeto deste estudo opera no modo ressonante, com grampeamento da tensão no capacitor ressonante [5], e possui um estágio CC-CC semelhante ao conversor estudado na referência [6].

Como principais vantagens deste conversor pode-se citar a não existência de perdas de chaveamento, devido à técnica ZCS utilizada, tornando-o robusto e com um elevado rendimento, e a característica de possuir naturalmente um elevado fator de potência de entrada, com a utilização de um circuito de comando extremamente simples.

O estudo deste conversor, para operar com uma potência de 1500 W foi dividido nas seguintes etapas:

No capítulo I o conversor proposto é apresentado, assim como seu princípio de funcionamento, suas etapas de operação e suas principais formas de onda.

Uma análise matemática foi realizada no capítulo II, onde ábacos são traçados para simplificar o projeto do conversor. Neste capítulo é demonstrado também, como a estrutura apresenta um elevado fator de potência.

No capítulo III é desenvolvida uma metodologia seguida de exemplo de projeto, onde são calculados e dimensionados todos os parâmetros e componentes do sistema.

Com o intuito de comprovar o estudo teórico realizado, o capítulo IV apresenta resultados de simulação e experimentais que validam este estudo.

# **CAPÍTULO I**

## **PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO DO CONVERSOR**

### **1.1 - Introdução**

Neste capítulo será apresentado o conversor em estudo, suas principais características, assim como as vantagens que este apresenta em relação a outros conversores destinados à mesma função. Será feita também uma análise do funcionamento da estrutura com suas principais formas de onda.

Este conversor tem na entrada um retificador de onda completa, seguido por um circuito série ressonante com grampeamento da tensão no capacitor ressonante. Apenas duas chaves semicondutoras são necessárias neste conversor, realizando duas importantes funções:

- controlar a corrente que flui para a bateria, através de um transformador de alta frequência;
- proporcionar um alto fator de potência na corrente de entrada.

A topologia deste conversor permite o projeto de um equipamento de baixo custo, devido às seguintes razões:

- não necessita de filtros de baixa frequência, nem na entrada e nem na saída;
- não possui perdas de chaveamento (não dissipativo), desta forma não utiliza circuitos de ajuda à comutação, necessitando apenas de dissipadores destinados às perdas de condução;
- utiliza um circuito de comando bastante simples, não necessitando de circuitos de sincronização e nem de circuitos multiplicadores.

Nota-se, portanto, que este conversor apresenta as principais especificações de um sistema carregador de baterias, onde ainda pode-se citar:

- isolamento galvânico entre a fonte e as baterias;
- alta eficiência;
- controle do fluxo de potência.



# **CAPÍTULO I**

## **PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO DO CONVERSOR**

### **1.1 - Introdução**

Neste capítulo será apresentado o conversor em estudo, suas principais características, assim como as vantagens que este apresenta em relação a outros conversores destinados à mesma função. Será feita também uma análise do funcionamento da estrutura com suas principais formas de onda.

Este conversor tem na entrada um retificador de onda completa, seguido por um circuito série ressonante com grampeamento da tensão no capacitor ressonante. Apenas duas chaves semicondutoras são necessárias neste conversor, realizando duas importantes funções:

- controlar a corrente que flui para a bateria, através de um transformador de alta frequência;
- proporcionar um alto fator de potência na corrente de entrada.

A topologia deste conversor permite o projeto de um equipamento de baixo custo, devido às seguintes razões:

- não necessita de filtros de baixa frequência, nem na entrada e nem na saída;
- não possui perdas de chaveamento (não dissipativo), desta forma não utiliza circuitos de ajuda à comutação, necessitando apenas de dissipadores destinados às perdas de condução;
- utiliza um circuito de comando bastante simples, não necessitando de circuitos de sincronização e nem de circuitos multiplicadores.

Nota-se, portanto, que este conversor apresenta as principais especificações de um sistema carregador de baterias, onde ainda pode-se citar:

- isolamento galvânico entre a fonte e as baterias;
- alta eficiência;
- controle do fluxo de potência.

## 1.2 - Estrutura Básica do Conversor

O diagrama esquemático do conversor ressonante proposto está representado na figura 1.1.

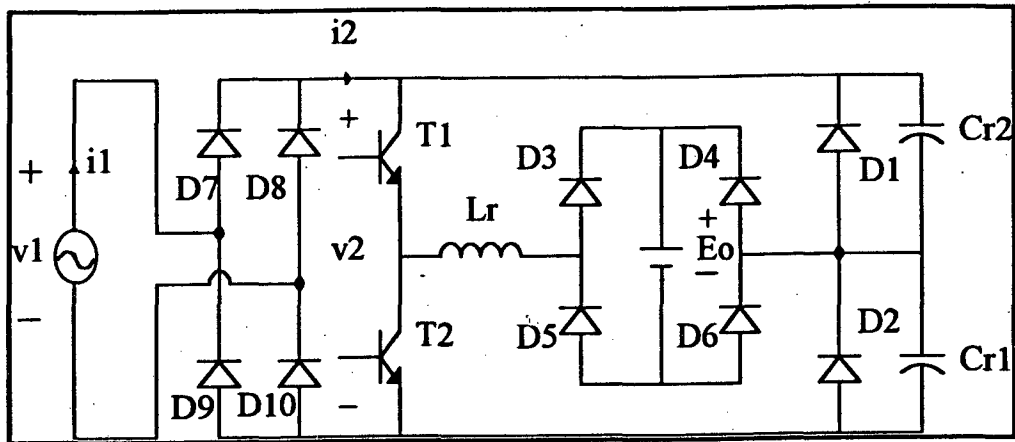


Figura 1.1 - Esquema do conversor proposto.

Onde:

$v_1$  : Tensão CA de entrada

$E_o$  : Tensão da Bateria

D7 - D10 : Diodos retificadores de entrada

T1 e T2 : Chaves Comandadas

$L_r$ ,  $C_{r1}$  e  $C_{r2}$  : Indutor e Capacitores do circuito ressonante

D1 e D2 : Diodos de grameamento da tensão nos capacitores ressonantes

D3 - D6 : Diodos retificadores de saída

## 1.3 - Análise Qualitativa do Conversor

### 1.3.1 - Princípio de Funcionamento

A operação deste conversor, baseia-se em alguns princípios básicos, tais como:

- a frequência de chaveamento é muito maior do que a frequência da rede. Neste caso, durante um ciclo de chaveamento do conversor ressonante, a tensão  $v_2$  pode ser considerada constante;
- a tensão  $E_o$  da bateria é bem menor do que a tensão de pico da rede  $V_m$ , de tal forma que  $\theta_1$  (ângulo de inicialização) é bem pequeno;

- o estágio inversor, em regime permanente, opera com frequência constante.

Para um quarto do período da tensão de entrada existem dois modos diferentes de operação, como está mostrado na figura 1.2.

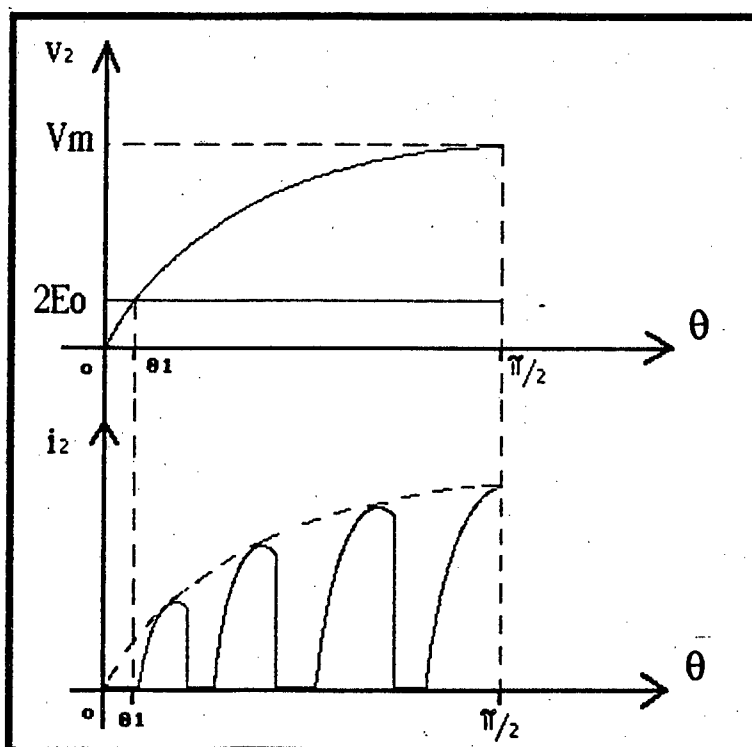


Figura 1.2 - Tensão e corrente de entrada durante o intervalo  $(0, \pi/2)$ .

**Modo A :**  $(0 < \theta < \theta_1)$  - Durante este intervalo de tempo tem-se  $v_2 < 2E_o$ . Por esta razão, não existe nenhuma corrente fluindo através do indutor  $L_r$  e nenhuma potência é transferida para a carga.

**Modo B :**  $(\theta_1 < \theta < \pi/2)$  - Durante este intervalo de tempo, ocorre o funcionamento normal do conversor, cujas etapas de funcionamento serão descritas a seguir.

### 1.3.2 - Etapas de Funcionamento do Conversor

Como foi dito anteriormente, durante um ciclo de chaveamento do conversor ressonante, a tensão  $v_2$  pode ser considerada constante. Desta forma, a estrutura a ser analisada, está representada na figura 1.3, onde as tensões  $V_{in}$  e  $E_o$  serão consideradas constantes e todos os componentes são ideais.

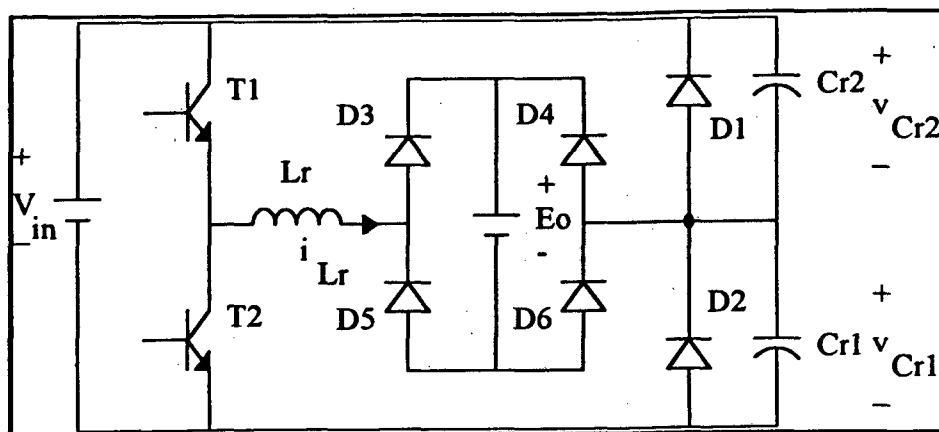


Figura 1.3 - Estrutura analisada.

**Primeira etapa de funcionamento ( $t_0, t_1$ -ressonante) - conduzem T1, D3 e D6:**

Condições iniciais:

$$i_{L_r} = 0$$

$$v_{Cr1} = 0$$

$$v_{Cr2} = V_{in}$$

$i_{L_r}$  - Corrente no indutor ressonante

$v_{Cr1}$  - Tensão no capacitor ressonante 1

$v_{Cr2}$  - Tensão no capacitor ressonante 2.

O transistor T1 começa a conduzir e  $i_{L_r}$  e  $v_{Cr1}$  variam senoidalmente, até que  $v_{Cr1}$  seja igual a  $V_{in}$ . Neste instante o diodo D1 é polarizado diretamente, dando fim a esta etapa de funcionamento, que está representada na figura 1.4. Nesta etapa a tensão  $v_{Cr2}$  varia de  $V_{in}$  até 0V.

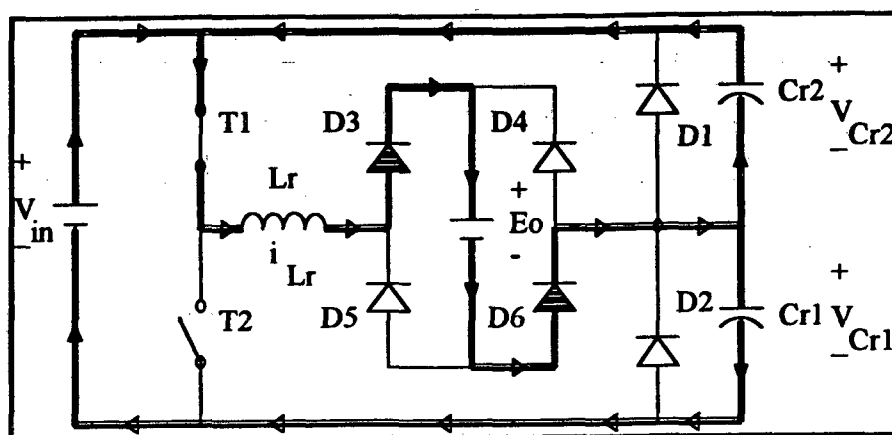


Figura 1.4 - Primeira etapa de funcionamento.

**Segunda etapa de funcionamento ( $t_1, t_2$ -linear) - conduzem T1, D3, D6 e D1:**

Condições iniciais:

$$i_{Lr} = I_d$$

$$v_{Cr1} = V_{in}$$

$$v_{Cr2} = 0.$$

O diodo D1 passa a conduzir a corrente  $i_{Lr}$  que é comutada do capacitor ressonante. A corrente no indutor ressonante decresce linearmente através de  $E_o$  até se anular, quando ocorre o bloqueio de T1, dando fim a esta etapa de funcionamento que está representada na figura 1.5.

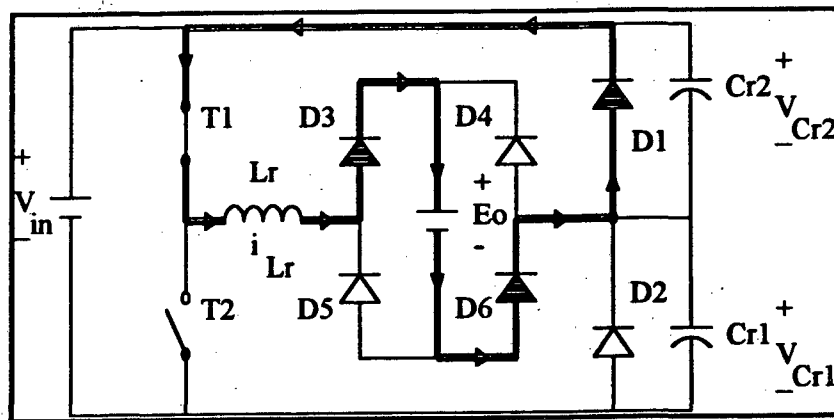


Figura 1.5 - Segunda etapa de funcionamento.

**Terceira etapa de funcionamento ( $t_3, t_4$ -ressonante) - conduzem T2, D4 e D5:**

Condições iniciais:

$$i_{Lr} = 0$$

$$v_{Cr1} = V_{in}$$

$$v_{Cr2} = 0.$$

O transistor T2 começa a conduzir e  $i_{Lr}$  (em sentido reverso) e  $v_{Cr2}$  variam senoidalmente até que  $v_{Cr2}$  seja igual a  $V_{in}$ . Neste instante o diodo D2 é polarizado diretamente, dando fim a esta etapa de funcionamento, que está representada na figura 1.6. Nesta etapa a tensão  $v_{Cr1}$  varia de  $V_{in}$  até 0V.

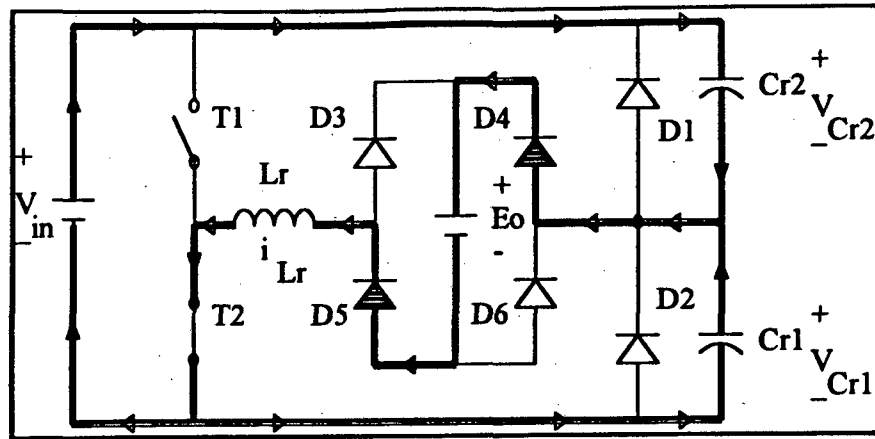


Figura 1.6 - Terceira etapa de funcionamento.

**Quarta etapa de funcionamento ( $t_4, t_5$ -linear) - conduzem T2, D4, D5 e D2:**

Condições iniciais:

$$i_{Lr} = -I_d$$

$$v_{Cr1} = 0$$

$$v_{Cr2} = V_{in}$$

O diodo D2 passa a conduzir a corrente  $i_{Lr}$  (em sentido reverso) que é comutada do capacitor ressonante. A corrente no indutor ressonante (em sentido reverso) decresce linearmente através de  $E_o$  até se anular, quando ocorre o bloqueio de T2, dando fim a esta etapa de funcionamento que está representada na figura 1.7.

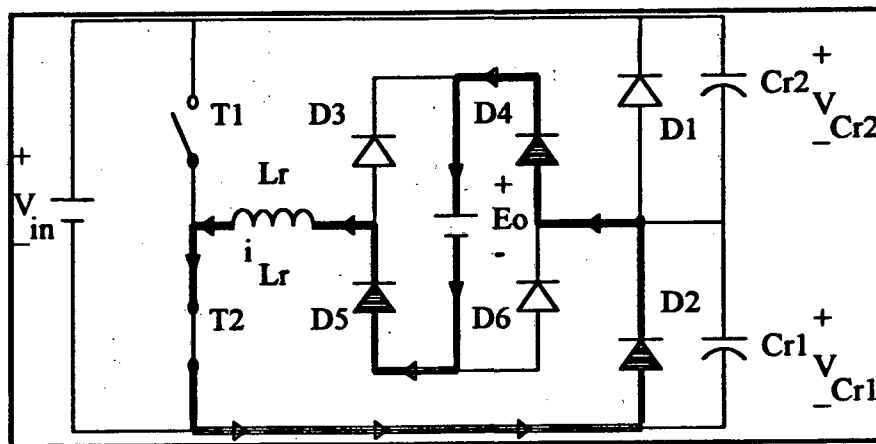


Figura 1.7 - Quarta etapa de funcionamento.

Condições finais:

$$i_{Lr} = 0$$

$$v_{Cr1} = 0$$

$$v_{Cr2} = V_{in}$$

Nota-se que as condições finais desta quarta etapa são iguais às iniciais da primeira etapa. Quando o transistor T1 for disparado novamente dá-se início à próxima etapa que, em regime permanente, é idêntica à primeira. O bloqueio dos transistores T1 e T2 ocorre naturalmente, caracterizando um chaveamento com corrente nula (ZCS).

### 1.3.3 - Formas de Onda

Na figura 1.8, estão representadas as principais formas de onda associadas ao funcionamento do conversor. Pode-se verificar nesta figura o grampeamento da tensão no capacitor ressonante e a não existência de perdas de chaveamento nas chaves semicondutoras do conversor.

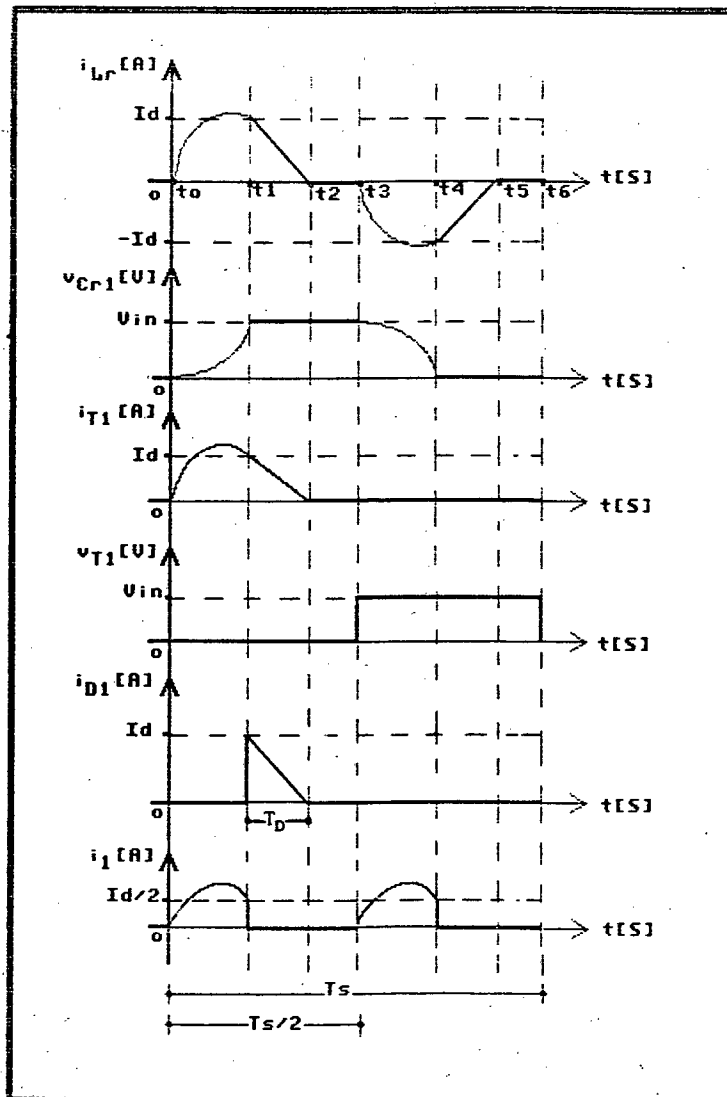


Figura 1.8 - Principais formas de onda do conversor.

## 1.4 - Capacitância Ressonante Equivalente

Durante a primeira etapa de funcionamento (etapa ressonante), tem-se o seguinte circuito em operação, mostrado na figura 1.9:

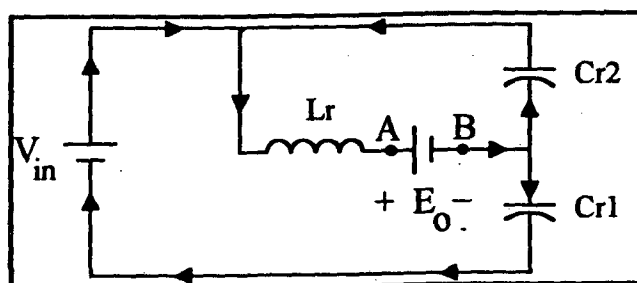


Figura 1.9 - Circuito em operação durante a primeira etapa de funcionamento.

Curto-circuitando a fonte de tensão  $V_{in}$ , obtém-se o circuito equivalente resultante para a impedância de Thévenin vista de A até B (figura 1.10).

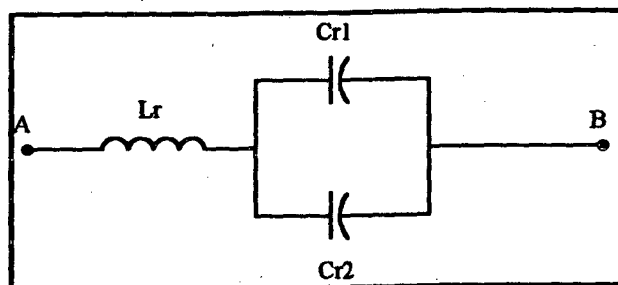


Figura 1.10 - Circuito utilizado no cálculo da impedância de Thévenin.

Observando a figura 1.10, conclui-se que a capacitância ressonante equivalente à associação de  $Cr1$  e  $Cr2$  vale:

$$C_r = C_{r1} + C_{r2} \quad (1.1)$$

Durante a terceira etapa de funcionamento (também ressonante), segue-se o mesmo raciocínio, pois esta é simétrica à primeira etapa.

## 1.5 - Conclusão

A partir da análise de funcionamento do conversor, assim como da verificação de suas principais formas de onda, pode-se constatar uma de suas principais características, que é a inexistência de perdas de chaveamento, pois a corrente começa a crescer só após a chave ser



fechada, e a chave é aberta só após a corrente se anular (característica de comutação ZCS), não existindo portanto corrente e tensão simultaneamente nas chaves durante o chaveamento (não possui perdas de chaveamento), proporcionando desta forma um alto rendimento com robustez, justificando a escolha deste conversor em aplicações nobres da Eletrônica de Potência.

Verifica-se também que o princípio de funcionamento deste conversor, operando com razão cíclica constante (aproximadamente igual a 0,5), baseia-se na variação da frequência de chaveamento dos transístores T1 e T2. Através do controle desta frequência, obtém-se o controle do fluxo de potência transferida à carga. Conclui-se, portanto, que o conversor em estudo possui modulação em frequência.

## CAPÍTULO II

### ANÁLISE QUANTITATIVA DO CONVERSOR

#### 2.1 - Introdução

Neste capítulo, primeiramente será feito um estudo quantitativo do conversor através do equacionamento das correntes e tensões no mesmo. A partir deste equacionamento serão traçados ábacos que terão uma vital importância no projeto do conversor, facilitando bastante o dimensionamento de cada componente do sistema.

Será mostrado também, através de uma análise matemática, como a estrutura apresenta um alto fator de potência, onde serão traçados ábacos que relacionam o FP e a DHT com o ponto de operação do conversor.

#### 2.2 - Equacionamento do Conversor

##### 2.2.1 - Equação Genérica do Circuito LC

Durante as etapas ressonantes do conversor ter-se-á sempre uma indutância e uma capacitância em série com uma fonte de tensão, resultando em um circuito semelhante ao mostrado na figura 2.1.

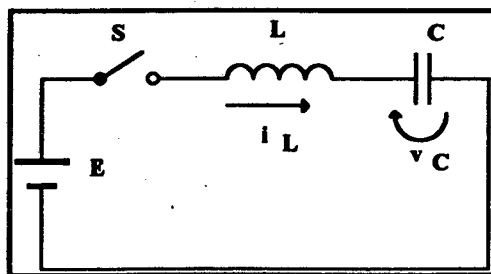


Figura 2.1 - Circuito LC simples.

Condições iniciais:  $v_C(0) = V_{C0}$  ;  $i_L(0) = I_{L0}$

Quando a chave S é fechada, o circuito passa a ser representado pelas seguintes equações:

$$E = v_c + L \frac{di_L}{dt} \quad (2.1)$$

$$i_L = C \frac{dv_c}{dt} \quad (2.2)$$

$$E = v_c + L C \frac{d^2 v_c}{dt^2} \quad (2.3)$$

Resolvendo-se a equação diferencial (2.3) obtém-se a solução clássica do circuito LC, representada pelas expressões (2.4) e (2.5).

$$v_c(t) = -(E - V_{c0}) \cos \omega_o t + I_{L0} \sqrt{\frac{L}{C}} \sin \omega_o t + E \quad (2.4)$$

$$\sqrt{\frac{L}{C}} i_L(t) = (E - V_{c0}) \sin \omega_o t + I_{L0} \sqrt{\frac{L}{C}} \cos \omega_o t \quad (2.5)$$

onde:  $\omega_o = 1/\sqrt{LC}$  é a frequência angular de ressonância.

### 2.2.2 - Equacionamento das Etapas de Funcionamento do Conversor

Considerando regime permanente e operação cíclica, basta fazer o estudo apenas para um semiciclo.

1ª Etapa de Funcionamento ( $t_0, t_1$ ):  $v_{Cr1}(0) = 0$  e  $i_{Lr}(0) = 0$ .

Tomando como base a figura 2.1 e as equações (2.4) e (2.5), tem-se, durante a 1ª etapa de funcionamento as seguintes expressões para  $v_{Cr1}$  e  $i_{Lr}$ :

$$v_{Cr1}(t) = -(V_{in} - E_o) \cos \omega_o t + (V_{in} - E_o) \quad (2.6)$$

$$\sqrt{\frac{L_r}{C_r}} i_{Lr}(t) = (V_{in} - E_o) \sin \omega_o t \quad (2.7)$$

onde:  $\omega_o = 1/\sqrt{L_r C_r}$  é a frequência angular de ressonância.

Na figura 1.8, pode-se verificar que quando  $v_{Cr1} = V_{in} \Leftrightarrow t = t_1$ , então:

$$V_{in} = -(V_{in} - E_o) \cos \omega_o t_1 + (V_{in} - E_o) \quad (2.8)$$

Desta forma, encontra-se:

$$\cos \omega_o t_1 = \frac{-E_o}{V_{in} - E_o} \quad (2.9)$$

Como  $V_{in} = V_m \sin \theta$ , então:

$$\cos \omega_o t_1 = \frac{-E_o}{V_m \sin \theta - E_o} \quad (2.10)$$

2ª Etapa de Funcionamento ( $t_1, t_2$ ):

Nesta etapa a tensão no capacitor ressonante  $C_{r1}$  é constante e dada por:

$$v_{Cr1} = V_{in} \quad (2.11)$$

E a corrente no indutor ressonante será deduzida a partir de (2.12):

$$v_{Lr} = L_r \frac{di_{Lr}}{dt} \quad (2.12)$$

Substituindo o valor de tensão, tem-se:

$$di_{Lr} = \frac{-E_o}{L_r} dt \quad (2.13)$$

Integrando-se a expressão (2.13) no tempo, encontra-se:

$$\int_{I_d}^{i_{Lr}} di_{Lr} = \frac{-E_o}{L_r} \int_0^t dt \quad (2.14)$$

Resolvendo-se a integral chega-se à expressão (2.15):

$$i_{Lr} = I_d - \frac{E_o}{L_r} t \quad (2.15)$$

### 2.2.3 - Plano de Fase do Conversor

As duas primeiras etapas de funcionamento do conversor são suficientes para a elaboração do seu plano de fase, caracterizando um semi-período da corrente no indutor ressonante. As demais etapas (relativas ao 2º semi-período) são simétricas às primeiras.

O plano de fase mostra a evolução da corrente e da tensão no circuito ressonante ( $i_{Lr}$  e  $v_{Cr1}$ ). Multiplicando-se a corrente pela impedância característica, obtém-se um produto em tensão:

1ª Etapa:

Definindo-se:

$$Z_1(t) = v_{Cr1}(t) + j \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} i_{L_r}(t) \quad (2.16)$$

onde  $Z_1(t)$  é o vetor que descreve a trajetória do plano de fase do conversor.

Tem-se:

$$Z_1(t) = (V_{in} - E_o) - (V_{in} - E_o) \cos \omega_o t + j (V_{in} - E_o) \sin \omega_o t \quad (2.17)$$

e:

$$Z_1(t) = (V_{in} - E_o) - (V_{in} - E_o) (\cos \omega_o t - j \sin \omega_o t) \quad (2.18)$$

Simplificando a expressão (2.18), encontra-se a expressão (2.19):

$$Z_1(t) = (V_{in} - E_o) - (V_{in} - E_o) e^{-j \omega_o t} \quad (2.19)$$

A equação (2.19) caracteriza uma circunferência de raio  $R_1$  com módulo igual a  $(V_{in} - E_o)$  e centro em  $(V_{in} - E_o)$ .

Para  $t = 0$ , obtém-se:

$$Z_1(0) = 0 \quad (2.20)$$

2ª Etapa:

Nesta etapa tem-se a tensão  $v_{Cr1}$  grampeada em  $V_{in}$ .

A figura 2.2 apresenta o plano de fase correspondente ao funcionamento do conversor.

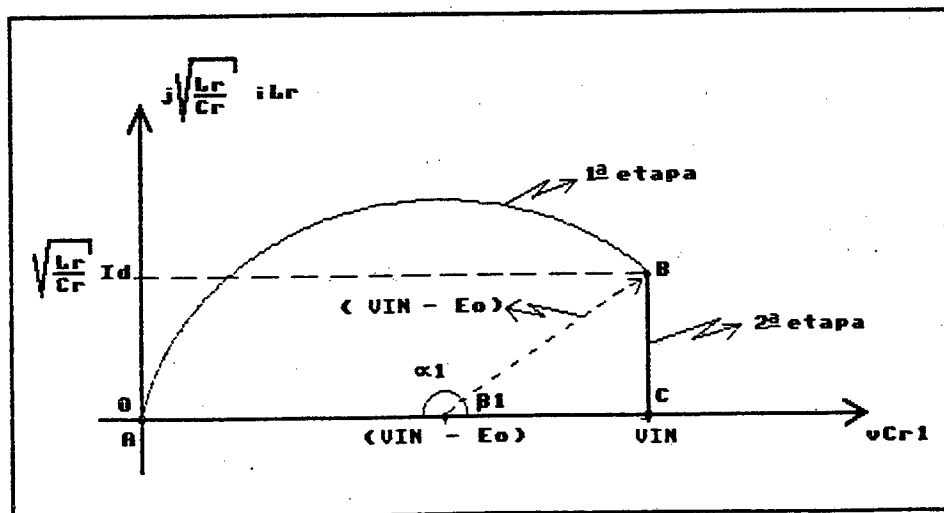


Figura 2.2 - Plano de fase do conversor.

Observando o plano de fase do conversor pode-se notar que:

$$\cos \beta_1 = \frac{V_{in} - (V_{in} - E_o)}{V_{in} - E_o} = \frac{E_o}{V_{in} - E_o} \quad (2.21)$$

Desta forma tem-se:

$$\cos \alpha_1 = \frac{-E_o}{V_{in} - E_o} \quad (2.22)$$

Substituindo-se  $\alpha_1$  por  $\omega_o t_1$ , encontra-se a equação (2.23) que é idêntica à equação (2.9).

$$\cos \omega_o t_1 = \frac{-E_o}{V_{in} - E_o} \quad (2.23)$$

#### 2.2.4 - Definição do Ganho Estático de Tensão (q)

Sabe-se que a tensão de entrada  $V_{in}$  do conversor é dada por:

$$V_{in} = v_2 = V_m \sin \theta \quad (2.24)$$

Pode-se verificar na figura 1.2 que quando  $V_{in} = v_2 = 2E_o$ , tem-se:  $\theta = \theta_1$ . Desta forma pode-se obter a seguinte relação:

$$2E_o = V_m \sin \theta_1 \quad (2.25)$$

Logo:

$$\sin \theta_1 = \frac{2E_o}{V_m} \quad (2.26)$$

Portanto o ganho de tensão (q) será definido da seguinte forma:

$$q = \frac{2E_o}{V_m} \quad (2.27)$$

#### 2.2.5 - Relação entre q e $f_{sm\acute{a}x}/f_o$

A máxima frequência de chaveamento é definida como aquela em que o conversor opera em condução descontínua mesmo no instante crítico (pico da senóide), garantindo ao mesmo tempo a comutação ZCS.

Todas as grandezas físicas parametrizadas dependem dos parâmetros q e  $f_s/f_o$ . É importante então encontrar a relação existente entre esses parâmetros para definir um ponto de funcionamento.

Sabe-se que:

$$f_s = \frac{1}{T_s} \quad (2.28)$$

E que:

$$f_o = \frac{1}{T_o} = \frac{\omega_o}{2\pi} \quad (2.29)$$

Logo:

$$\frac{f_s}{f_o} = \frac{2\pi}{\omega_o T_s} \quad (2.30)$$

Pode-se observar na figura 1.8 que no limite da descontinuidade ( $f_{sm\acute{a}x}$ ), tem-se:

$$T_s = 2t_1 + 2T_D = 2(t_1 + T_D) \quad (2.31)$$

onde:

$t_1$  : tempo de condução correspondente a 1ª etapa de funcionamento ( $t_0, t_1$ ).

$T_D$  : tempo de condução correspondente a 2ª etapa de funcionamento ( $t_1, t_2$ ).

Substituindo-se (2.31) em (2.30), obtém-se:

$$\frac{f_{sm\acute{a}x}}{f_o} = \frac{\pi}{\omega_o t_1 + \omega_o T_D} \quad (2.32)$$

Cálculo de  $\omega_o t_1$ :

Dividindo-se (2.10) por  $V_m$ :

$$\cos \omega_o t_1 = \frac{-E_o / V_m}{\text{sen} \theta - E_o / V_m} \quad (2.33)$$

Substituindo-se (2.27) em (2.33), obtém-se:

$$\cos \omega_o t_1 = \frac{-q}{2 \text{ sen } \theta - q} \quad (2.34)$$

O caso crítico ocorre para  $\theta = \frac{\pi}{2}$  ( $\text{sen } \theta = 1$ ), desta forma tem-se:

$$\cos \omega_o t_1 = \frac{-q}{2 - q} \quad (2.35)$$

Ou:

$$\omega_o t_1 = \arccos\left(\frac{-q}{2-q}\right) \quad (2.36)$$

Ou ainda:

$$\boxed{\omega_o t_1 = \pi - \arccos\left(\frac{q}{2-q}\right)} \quad (2.37)$$

Cálculo de  $\omega_o T_D$ :

Para encontrar-se a equação que define  $\omega_o T_D$ , precisa-se primeiramente obter algumas expressões teóricas.

Sabendo-se que:

$$\text{sen } \omega_o t_1 = \sqrt{1 - \cos^2 \omega_o t_1} \quad (2.38)$$

E substituindo-se (2.35) em (2.38), obtém-se:

$$\text{sen } \omega_o t_1 = \frac{2}{(2-q)} \sqrt{(1-q)} \quad (2.39)$$

Viu-se que, durante a 2ª etapa de funcionamento ( $t_1, t_2$ ) a corrente no indutor ressonante é dada pela equação (2.15).

De acordo com a figura 1.8, verifica-se que para  $t = T_D \Leftrightarrow i_{Lr} = 0$ . Substituindo na equação (2.15), obtém-se:

$$T_D = \frac{L_r}{E_o} I_d \quad (2.40)$$

Viu-se que, durante a 1ª etapa de funcionamento ( $t_0, t_1$ ), a corrente no indutor ressonante é dada pela equação (2.7).

Na figura 1.8 verifica-se que para  $t = t_1 \Leftrightarrow i_{Lr}(t) = I_d$ . Substituindo na equação (2.7), obtém-se:

$$\sqrt{\frac{L_r}{C_r}} I_d = (V_{in} - E_o) \text{sen } \omega_o t_1 \quad (2.41)$$

Definindo-se  $Z_o = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}}$  como a impedância característica do circuito ressonante e

sabendo-se que  $V_{in} = V_m \text{sen } \theta$ , a equação (2.41) resulta em:



$$I_d = \frac{(V_m \sin \theta - E_o)}{Z_o} \sin \omega_o t_1 \quad (2.42)$$

Substituindo a equação (2.42) na equação (2.40), obtém-se:

$$T_D = \frac{L_r}{E_o} \frac{(V_m \sin \theta - E_o)}{Z_o} \sin \omega_o t_1 \quad (2.43)$$

Multiplicando-se a equação (2.43) por  $\omega_o$ , tem-se:

$$\omega_o T_D = \frac{L_r}{E_o} \frac{(V_m \sin \theta - E_o)}{\sqrt{\frac{L_r}{C_r}}} \sin \omega_o t_1 \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}} \quad (2.44)$$

que simplificando resulta em:

$$\omega_o T_D = \left( \frac{V_m}{E_o} \sin \theta - 1 \right) \sin \omega_o t_1 \quad (2.45)$$

Para o caso crítico ( $\theta = \pi/2$ ), tem-se:

$$\omega_o T_D = \left( \frac{V_m}{E_o} - 1 \right) \sin \omega_o t_1 \quad (2.46)$$

Substituindo as equações (2.27) e (2.39) em (2.46), obtém-se:

$$\omega_o T_D = \left( \frac{2}{q} - 1 \right) \frac{2}{(2 - q)} \sqrt{(1 - q)} \quad (2.47)$$

que simplificando resulta em :

$$\boxed{\omega_o T_D = \frac{2}{q} \sqrt{(1 - q)}} \quad (2.48)$$

Substituindo as equações (2.37) e (2.48) na equação (2.32), encontra-se a equação (2.49) que define a relação entre a máxima frequência de chaveamento (normalizada pela frequência de ressonância) e o ganho estático de tensão  $q$ .

$$\boxed{\frac{f_{sm\acute{a}x}}{f_o} = \frac{\pi}{\pi - \arccos\left(\frac{q}{2 - q}\right) + \frac{2}{q} \sqrt{1 - q}}} \quad (2.49)$$

A equação (2.49) está representada no ábaco da figura 2.3.

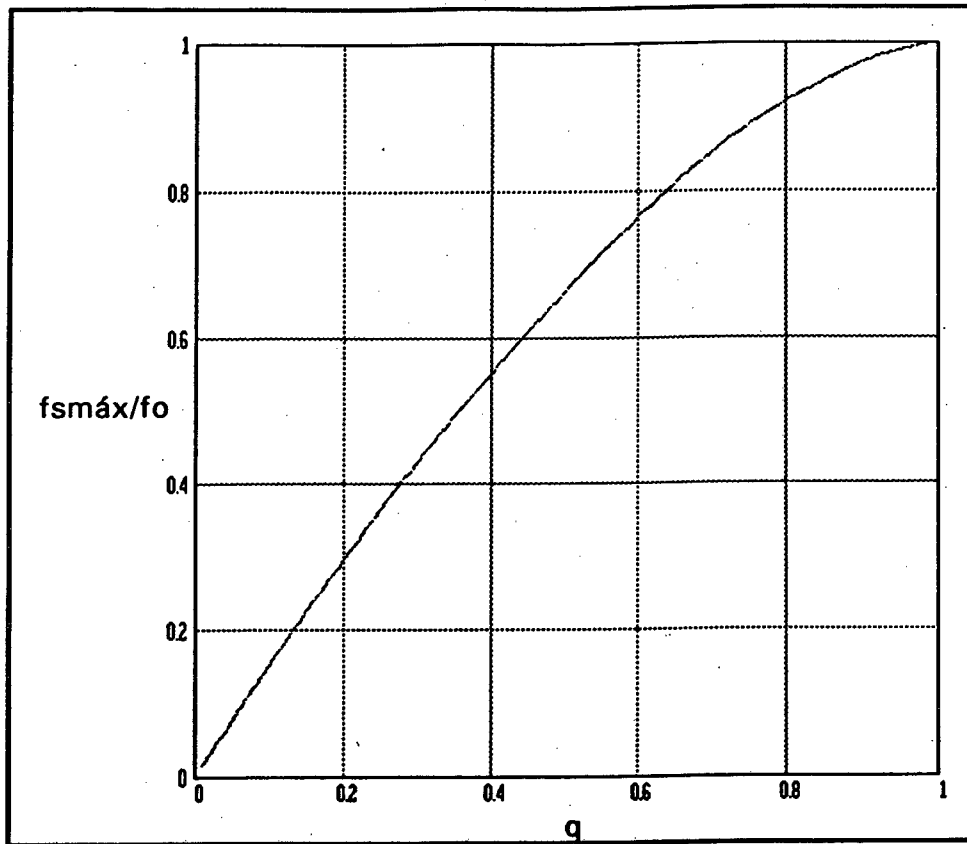


Figura 2.3 - Relação entre  $f_{sm\acute{a}x}/f_o$  e  $q$ .

### 2.2.6 - Corrente Média nos Transístores ( $i_{TIMED}$ )

Substituindo  $V_{in}$  por  $V_m \sin \theta$  na equação (2.7) e dividindo por  $V_m$ , tem-se:

$$\sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \frac{i_{Lr}(t)}{V_m} = \left( \sin \theta - \frac{E_o}{V_m} \right) \sin \omega_o t \quad (2.50)$$

Substituindo a equação (2.27) em (2.50), obtém-se:

$$\sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \frac{i_{Lr}(t)}{V_m} = \left( \frac{2 \sin \theta - q}{2} \right) \sin \omega_o t \quad (2.51)$$

ou:

$$i_{Lr}(t) = \frac{V_m}{Z_o} \left( \frac{2 \sin \theta - q}{2} \right) \sin \omega_o t \quad (2.52)$$

Pela definição de corrente média, e observando os limites de integração da figura 1.8, tem-se:

se:

$$i_{T1med} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_{T1}(t) dt = \frac{1}{T_s} \left[ \int_0^{t_1} i_{T1}(t) dt + \int_0^{T_p} i_{T1}(t) dt \right] \quad (2.53)$$

Substituindo as equações (2.52) e (2.15) em (2.53), obtém-se:

$$i_{T1med} = \frac{1}{T_s} \left[ \int_0^{t_1} \frac{V_m}{Z_o} \left( \frac{2 \sin \theta - q}{2} \right) \sin \omega_o t dt + \int_0^{T_p} \left( I_d - \frac{E_o}{L_r} t \right) dt \right] \quad (2.54)$$

No decorrer do desenvolvimento desta integral precisa-se da ajuda de algumas equações já deduzidas e mais algumas a deduzir, tais como:

$$\frac{1}{T_s} = \frac{\omega_o}{2\pi} \frac{f_s}{f_o} \quad (2.55)$$

De posse da equação (2.34), pode-se encontrar a equação (2.56):

$$\sin \omega_o t_1 = \sqrt{1 - \cos^2 \omega_o t_1} = \frac{2}{2 \sin \theta - q} \sqrt{\sin \theta (\sin \theta - q)} \quad (2.56)$$

Substituindo as equações (2.27) e (2.56) na equação (2.45), obtém-se:

$$\omega_o T_D = \frac{2 \sin \theta - q}{q} \frac{2}{2 \sin \theta - q} \sqrt{\sin \theta (\sin \theta - q)} \quad (2.57)$$

que simplificando resulta em:

$$\omega_o T_D = \frac{2}{q} \sqrt{\sin \theta (\sin \theta - q)} \quad (2.58)$$

Sendo assim, a solução da equação (2.54) será:

$$\frac{i_{T1med}}{V_m} \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} = \frac{f_s}{2\pi f_o} \left( \frac{\sin^2 \theta}{q} \right) \quad (2.59)$$

ou:

$$\frac{i_{T1med}}{V_m} Z_o = \frac{f_s}{2\pi f_o} \left( \frac{\sin^2 \theta}{q} \right) \quad (2.60)$$

Verifica-se que a corrente média nos transístores varia em função de  $\theta$ , como pode-se observar na figura 2.4.

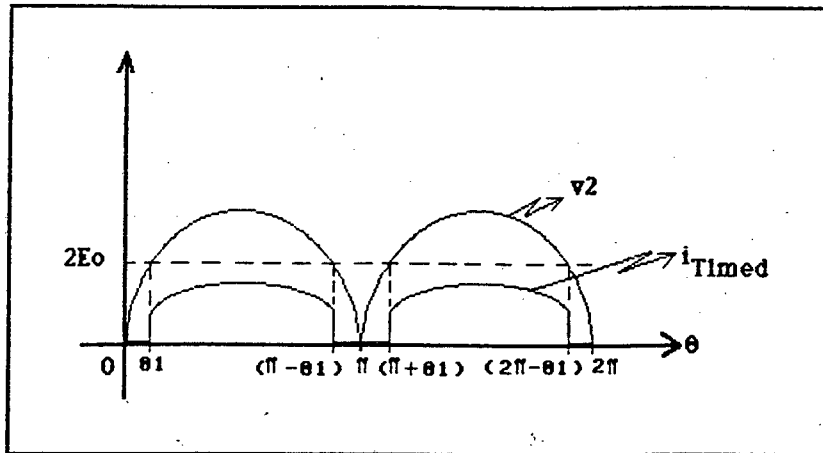


Figura 2.4 - Corrente média nos transistores variando com  $\theta$ .

Desta forma precisa-se agora integrar em  $\theta$ :

$$i_{TIMED} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_{TImed} d\theta = \frac{4}{2\pi} \int_{\theta_1}^{\pi/2} i_{TImed} d\theta \quad (2.61)$$

Substituindo (2.60) em (2.61), obtém-se:

$$i_{TIMED} = \frac{2}{\pi} \int_{\theta_1}^{\pi/2} \frac{V_m}{Z_o} \frac{f_s}{2\pi f_o} \left( \frac{\sin^2 \theta}{q} \right) d\theta \quad (2.62)$$

ou:

$$\frac{i_{TIMED} Z_o}{V_m} = \frac{f_s}{\pi^2 f_o} \frac{1}{q} \int_{\theta_1}^{\pi/2} \sin^2 \theta d\theta \quad (2.63)$$

Resolvendo-se esta integral chega-se a:

$$\frac{i_{TIMED} Z_o}{V_m} = \frac{f_s}{4\pi^2 f_o} \frac{1}{q} (\pi - 2\theta_1 + \sin 2\theta_1) \quad (2.64)$$

Lembrando que, as equações (2.26) e (2.27) são respectivamente:

$$\sin \theta_1 = \frac{2E_o}{V_m}$$

e

$$q = \frac{2E_o}{V_m}$$

obtem-se:

$$\sin \theta_1 = q \quad (2.65)$$

ou:

$$\theta_1 = \arcsin(q) \quad (2.66)$$

assim,

$$\cos \theta_1 = \sqrt{1 - \sin^2 \theta_1} = \sqrt{1 - q^2} \quad (2.67)$$

portanto,

$$\sin 2\theta_1 = 2 \sin \theta_1 \cos \theta_1 = 2q \sqrt{1 - q^2} \quad (2.68)$$

Substituindo as equações (2.66) e (2.68) na equação (2.64), obtém-se:

$$\frac{i_{T1MED} Z_o}{V_m} = \frac{f_s}{4\pi^2 f_o} \frac{1}{q} \left[ \pi - 2\arcsin(q) + 2q \sqrt{1 - q^2} \right] \quad (2.69)$$

Parametrizando:

$$\overline{i_{T1MED}} = \frac{i_{T1MED} Z_o}{V_m} \quad (2.70)$$

tem-se,

$$\overline{i_{T1MED}} = \frac{f_s}{4\pi^2 f_o} \frac{1}{q} \left[ \pi - 2\arcsin(q) + 2q \sqrt{1 - q^2} \right] \quad (2.71)$$

A equação (2.71), que relaciona a corrente média nos transistores (parametrizada) com o valor de  $q$  e tendo  $f_s/f_o$  como parâmetro, está representada no ábaco da figura 2.5.

A linha tracejada na figura 2.5, representa a máxima frequência de chaveamento (parametrizada) em função de  $q$ , para se obter uma condução descontínua. É nesta região em que se pode extrair a máxima potência do conversor e ao mesmo tempo garantir a comutação ZCS. Conclui-se, portanto, que para se obter um aproveitamento ótimo do conversor, o mesmo deve ser projetado para atuar nos limites desta região.

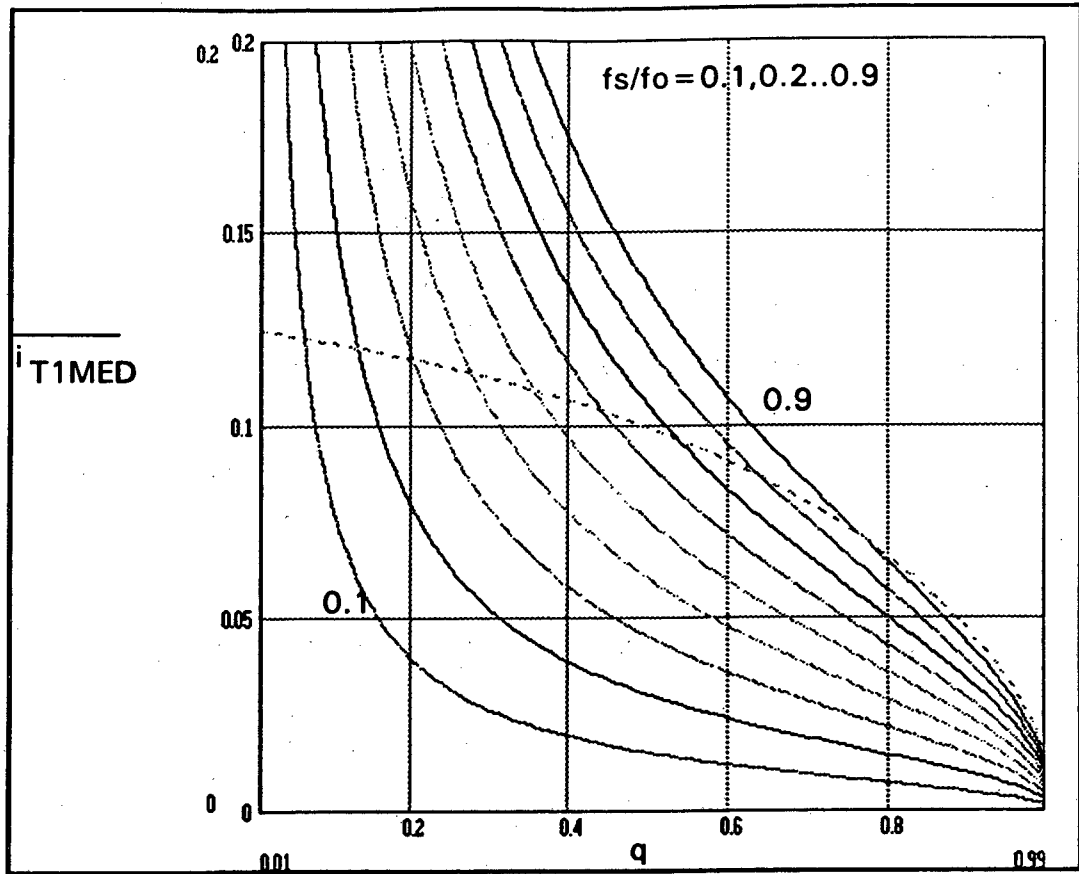


Figura 2.5 - Relação entre  $q$  e  $i_{T1MED}$ , tendo  $f_s/f_o$  como parâmetro.

### 2.2.7 - Corrente Média nos Diodos de Grampeamento (Diodos D1 e D2)

Por definição e pelos limites de integração da figura 1.8, tem-se:

$$i_{D1med} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_p} i_{D1}(t) dt = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_p} i_{D1}(t) dt \quad (2.72)$$

Substituindo a equação (2.15) em (2.72), encontra-se:

$$i_{D1med} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_p} \left( I_d - \frac{E_o}{L_r} t \right) dt \quad (2.73)$$

Resolvendo-se, esta integral, com ajuda de algumas equações já deduzidas, encontra-se como solução:

$$\frac{i_{D1med} Z_o}{V_m} = \frac{f_s}{2\pi f_o} \frac{1}{q} \sin \theta (\sin \theta - q) \quad (2.74)$$

Verifica-se que a corrente média nos diodos de grampeamento varia em função de  $\theta$  (da mesma forma que a corrente média nas chaves).

Desta forma precisa-se integrar a equação (2.74) em  $\theta$ :

$$i_{D1MED} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_{D1med} d\theta = \frac{4}{2\pi} \int_{\theta_1}^{\pi/2} i_{D1med} d\theta \quad (2.75)$$

Substituindo (2.74) em (2.75), obtém-se:

$$i_{D1MED} = \frac{2}{\pi} \int_{\theta_1}^{\pi/2} \frac{V_m}{Z_o} \frac{f_s}{2\pi f_o} \frac{1}{q} \sin \theta (\sin \theta - q) d\theta \quad (2.76)$$

ou:

$$\frac{i_{D1MED} Z_o}{V_m} = \frac{f_s}{\pi^2 f_o} \frac{1}{q} \int_{\theta_1}^{\pi/2} (\sin^2 \theta - q \sin \theta) d\theta \quad (2.77)$$

Resolvendo-se esta integral, chega-se a:

$$\frac{i_{D1MED} Z_o}{V_m} = \frac{f_s}{4\pi^2 f_o} \frac{1}{q} (\pi - 2\theta_1 + \sin 2\theta_1 - 4q \cos \theta_1) \quad (2.78)$$

Substituindo as equações (2.66), (2.67) e (2.68) na equação (2.78), obtém-se:

$$\frac{i_{D1MED} Z_o}{V_m} = \frac{f_s}{4\pi^2 f_o} \frac{1}{q} \left[ \pi - 2 \arcsin(q) - 2q \sqrt{1 - q^2} \right] \quad (2.79)$$

Parametrizando:

$$\overline{i_{D1MED}} = \frac{i_{D1MED} Z_o}{V_m} \quad (2.80)$$

tem-se,

$$\boxed{\overline{i_{D1MED}} = \frac{f_s}{4\pi^2 f_o} \frac{1}{q} \left[ \pi - 2 \arcsin(q) - 2q \sqrt{1 - q^2} \right]} \quad (2.81)$$

A equação (2.81) que relaciona a corrente média nos diodos de grameamento (parametrizada) com o valor de  $q$  e tendo  $f_s/f_o$  como parâmetro, está representada no ábaco da figura 2.6.

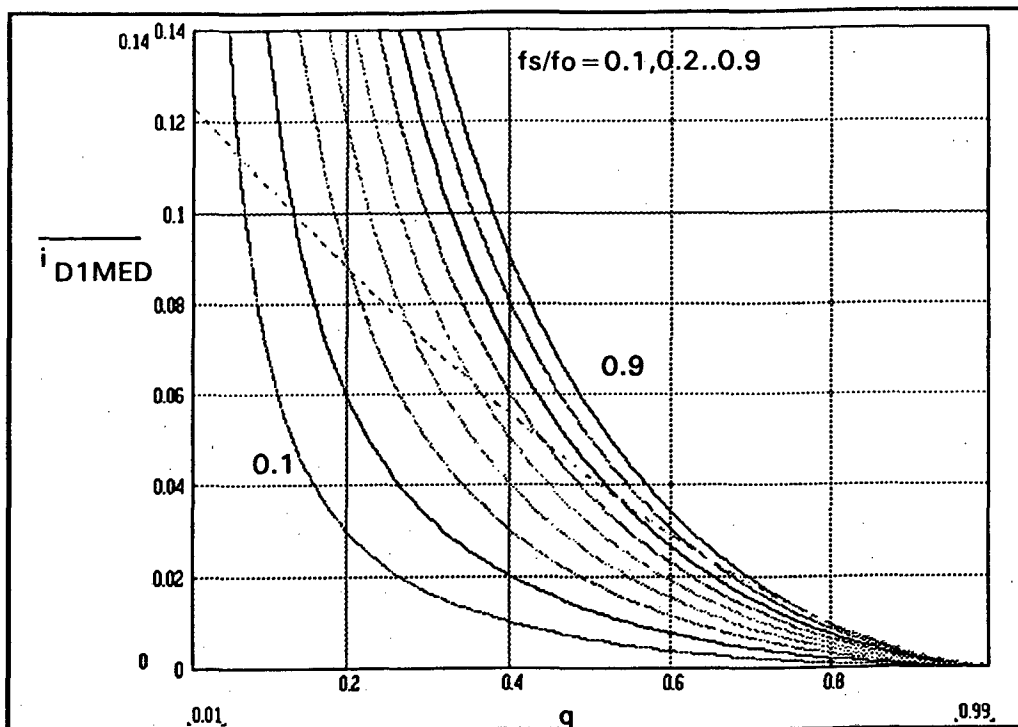


Figura 2.6 - Relação entre  $q$  e  $\overline{i_{DIMED}}$ , tendo  $f_s/f_o$  como parâmetro.

### 2.2.8 - Corrente Eficaz nos Transístores ( $i_{TIEF}$ )

Por definição e pelos limites de integração da figura 1.8, tem-se:

$$i_{Tief}^2 = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_{TI}^2(t) dt = \frac{1}{T_s} \left[ \int_0^{t_1} i_{TI}^2(t) dt + \int_0^{T_p} i_{TI}^2(t) dt \right] \quad (2.82)$$

Substituindo as equações (2.52) e (2.15) em (2.82), obtém-se:

$$i_{Tief}^2 = \frac{1}{T_s} \left[ \int_0^{t_1} \frac{V_m^2}{Z_o^2} \left( \frac{2 \sin \theta - q}{2} \right)^2 \sin^2 \omega_o t dt + \int_0^{T_p} \left( I_d - \frac{E_o}{L_r} t \right)^2 dt \right] \quad (2.83)$$

Resolvendo-se esta integral, com a ajuda de algumas expressões já deduzidas, encontra-se como solução:

$$i_{Tief} = \frac{V_m}{Z_o} \sqrt{\frac{f_s}{2\pi f_o} \left[ \left( \frac{(2 \sin \theta - q)^2 \omega_o t_1 + 2q \sqrt{\sin \theta (\sin \theta - q)}}{8} \right) + \frac{2}{3q} [\sin \theta (\sin \theta - q)]^{3/2} \right]} \quad (2.84)$$

Verifica-se que a corrente eficaz nos transístores varia em função de  $\theta$ .

Integrando em  $\theta$ , tem-se:



$$i_{TIEF}^2 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_{Tief}^2 d\theta = \frac{4}{2\pi} \int_{\theta_1}^{\pi/2} i_{Tief}^2 d\theta \quad (2.85)$$

Substituindo (2.84) em (2.85), obtém-se:

$$i_{TIEF}^2 = \frac{2}{\pi} \int_{\theta_1}^{\pi/2} \frac{V_m^2}{Z_o^2} \frac{f_s}{2\pi f_o} \left[ \left( \frac{(2 \sin \theta - q)^2 \omega_o t_1 + 2q \sqrt{\sin \theta (\sin \theta - q)}}{8} \right) + \frac{2}{3q} [\sin \theta (\sin \theta - q)]^{3/2} \right] d\theta \quad (2.86)$$

que simplificando, resulta em:

$$\frac{i_{TIEF} Z_o}{V_m} = \sqrt{\frac{f_s}{\pi^2 f_o} \int_{\theta_1}^{\pi/2} \left[ \left( \frac{(2 \sin \theta - q)^2 \omega_o t_1 + 2q \sqrt{\sin \theta (\sin \theta - q)}}{8} \right) + \frac{2}{3q} [\sin \theta (\sin \theta - q)]^{3/2} \right] d\theta} \quad (2.87)$$

Parametrizando:

$$\overline{i_{TIEF}} = \frac{i_{TIEF} Z_o}{V_m} \quad (2.88)$$

tem-se:

$$\overline{i_{TIEF}} = \sqrt{\frac{f_s}{\pi^2 f_o} \int_{\theta_1}^{\pi/2} \left[ \left( \frac{(2 \sin \theta - q)^2 \omega_o t_1 + 2q \sqrt{\sin \theta (\sin \theta - q)}}{8} \right) + \frac{2}{3q} [\sin \theta (\sin \theta - q)]^{3/2} \right] d\theta} \quad (2.89)$$

onde:

$$\theta_1 = \arcsin(q)$$

e de posse da equação (2.34), obtém-se:

$$\omega_o t_1 = \arccos \left( \frac{-q}{2 \sin \theta - q} \right) \quad (2.90)$$

Resolvendo-se a equação (2.89) com a utilização do software "MATHECAD", obtém-se o gráfico da figura 2.7, que relaciona a corrente eficaz nas chaves (parametrizada) com o valor de  $q$  e tendo  $f_s/f_o$  como parâmetro.

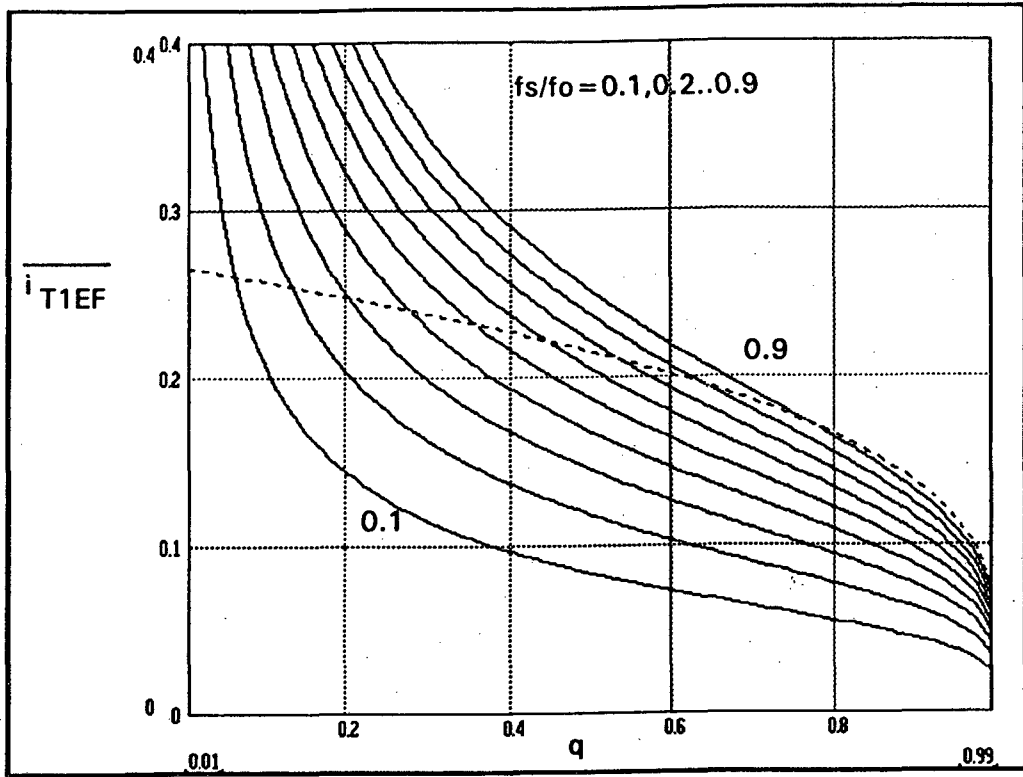


Figura 2.7 - Relação entre  $q$  e  $\overline{i_{TIEF}}$ , tendo  $f_s/f_0$  como parâmetro.

### 2.2.9 - Corrente Eficaz nos Diodos de Grampeamento (Diodos D1 e D2)

Por definição e pelos limites de integração observados na figura 1.8, tem-se:

$$i_{D1ef}^2 = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_p} i_{D1}^2(t) dt = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_p} i_{D1}^2(t) dt \quad (2.91)$$

Substituindo a equação (2.15) em (2.91), encontra-se:

$$i_{D1ef}^2 = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_p} \left( I_d - \frac{E_o}{L_r} t \right)^2 dt \quad (2.92)$$

Resolvendo-se a integral, encontra-se como solução:

$$\frac{i_{D1ef} Z_o}{V_m} = \sqrt{\frac{f_s}{3\pi f_0}} \frac{1}{q} [\sin \theta (\sin \theta - q)]^{3/2} \quad (2.93)$$

Verifica-se que a corrente eficaz nos diodos de grampeamento varia em função de  $\theta$ .

Integrando em  $\theta$ , tem-se:

$$i_{DIEF}^2 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_{D1ef}^2 d\theta = \frac{4}{2\pi} \int_{\theta_1}^{\pi/2} i_{D1ef}^2 d\theta \quad (2.94)$$

Substituindo (2.93) em (2.94), obtém-se:

$$i_{DIEF}^2 = \frac{2}{\pi} \int_{\theta_1}^{\pi/2} \frac{V_m^2}{Z_o^2} \frac{f_s}{3\pi f_o} \frac{1}{q} [\sin \theta (\sin \theta - q)]^{3/2} d\theta \quad (2.95)$$

que simplificando, resulta em:

$$\frac{i_{DIEF} Z_o}{V_m} = \sqrt{\frac{2 f_s}{3 \pi^2 f_o} \int_{\theta_1}^{\pi/2} \frac{1}{q} [\sin \theta (\sin \theta - q)]^{3/2} d\theta} \quad (2.96)$$

Parametrizando:

$$\overline{i_{DIEF}} = \frac{i_{DIEF} Z_o}{V_m} \quad (2.97)$$

tem-se:

$$\overline{i_{DIEF}} = \sqrt{\frac{2 f_s}{3 \pi^2 f_o} \int_{\theta_1}^{\pi/2} \frac{1}{q} [\sin \theta (\sin \theta - q)]^{3/2} d\theta} \quad (2.98)$$

onde:

$$\theta_1 = \arcsin(q)$$

Resolvendo-se a equação (2.98) com a utilização do software "MATHECAD", obtém-se o ábaco da figura 2.8, que relaciona a corrente eficaz nos diodos de grameamento (parametrizada) com o valor de  $q$  e tendo  $f_s/f_o$  como parâmetro.

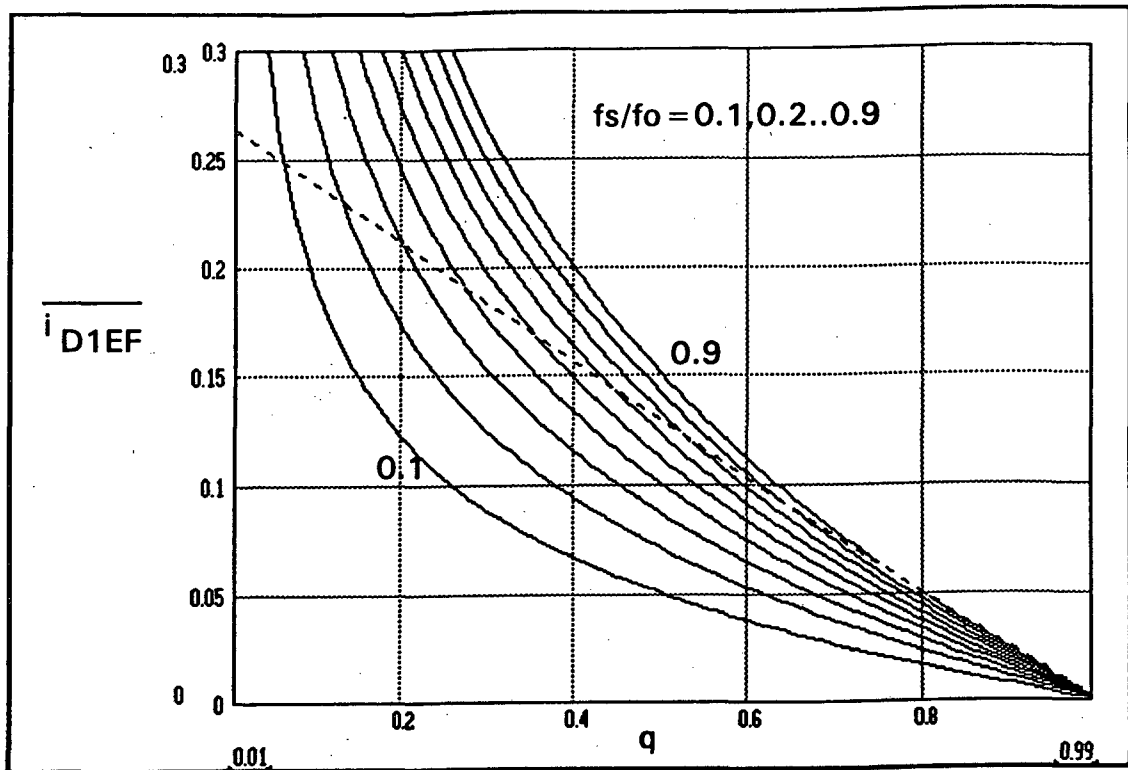


Figura 2.8 - Relação entre  $q$  e  $\overline{i_{D1EF}}$ , tendo  $f_s/f_o$  como parâmetro.

### 2.2.10 - Corrente de Pico nos Transístores ( $i_{T1P}$ )

De acordo com a figura 1.8, verifica-se que a corrente nas chaves atinge o seu valor máximo durante a 1ª etapa de funcionamento. Viu-se na equação (2.52) que a expressão da corrente no transistor  $T_1$ , durante esta etapa, é dada por:

$$i_{T1}(t) = i_{Lr}(t) = \frac{V_m}{Z_o} \left( \frac{2 \sin \theta - q}{2} \right) \sin \omega_o t$$

O pior caso ocorre para  $\theta = \pi/2$ , logo:

$$i_{T1}(t) = \frac{V_m}{Z_o} \left( \frac{2 - q}{2} \right) \sin \omega_o t \quad (2.99)$$

A equação (2.99) representa uma senóide que se inicia com  $\omega_o t = 0$  e atinge, portanto, o seu valor máximo quando  $\omega_o t = \pi/2$ . Então:

$$\frac{i_{T1P} Z_o}{V_m} = \left( \frac{2 - q}{2} \right) \quad (2.100)$$

Parametrizando:

$$\overline{i_{TIP}} = \frac{i_{TIP} Z_o}{V_m} \quad (2.101)$$

tem-se,

$$\boxed{\overline{i_{TIP}} = \left( \frac{2-q}{2} \right)} \quad (2.102)$$

A equação (2.102) que relaciona a corrente de pico nas chaves (parametrizada) com o valor de  $q$  está representada no ábaco da figura 2.9.

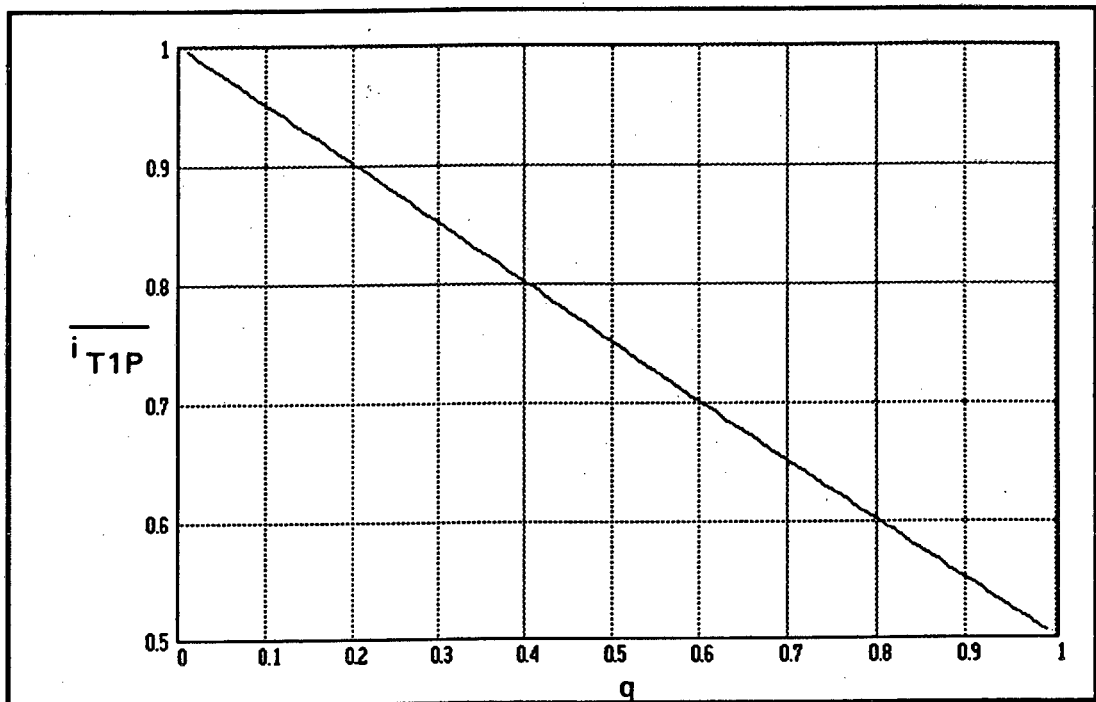


Figura 2.9 - Relação entre  $q$  e  $\overline{i_{TIP}}$ .

Verifica-se que a corrente de pico nos transistores T1 e T2 é igual a corrente de pico no indutor ressonante e primário do transformador.

### 2.2.11 - Corrente de Pico nos Diodos de Grampeamento (Diodos D1 e D2)

De acordo com a figura 1.8, verifica-se que o valor de pico da corrente no diodo D1 é igual a  $I_d$ . Este valor está representado pela equação (2.42):

$$i_{D1P} = I_d = \left( \frac{V_m \sin \theta - E_o}{Z_o} \right) \sin \omega_o t_1$$

Dividindo-se a equação (2.42) por  $V_m$  e substituindo a equação (2.27), obtém-se:

$$\frac{i_{DIP} Z_o}{V_m} = \left( \frac{2 \sin \theta - q}{2} \right) \sin \omega_o t_1 \quad (2.103)$$

Substituindo a equação (2.56) na equação (2.103), obtém-se:

$$\frac{i_{DIP} Z_o}{V_m} = \left( \frac{2 \sin \theta - q}{2} \right) \frac{2}{2 \sin \theta - q} \sqrt{\sin \theta (\sin \theta - q)} \quad (2.104)$$

que simplificando resulta em:

$$\frac{i_{DIP} Z_o}{V_m} = \sqrt{\sin \theta (\sin \theta - q)} \quad (2.105)$$

O pior caso ocorre para  $\theta = \pi/2$ , logo:

$$\frac{i_{DIP} Z_o}{V_m} = \sqrt{(1 - q)} \quad (2.106)$$

Parametrizando:

$$\overline{i_{DIP}} = \frac{i_{DIP} Z_o}{V_m} \quad (2.107)$$

tem-se,

$$\boxed{\overline{i_{DIP}} = \sqrt{(1 - q)}} \quad (2.108)$$

A equação (2.108) que relaciona a corrente de pico nos diodos de grampeamento (parametrizada) com o valor de  $q$  está representada no ábaco da figura 2.10.

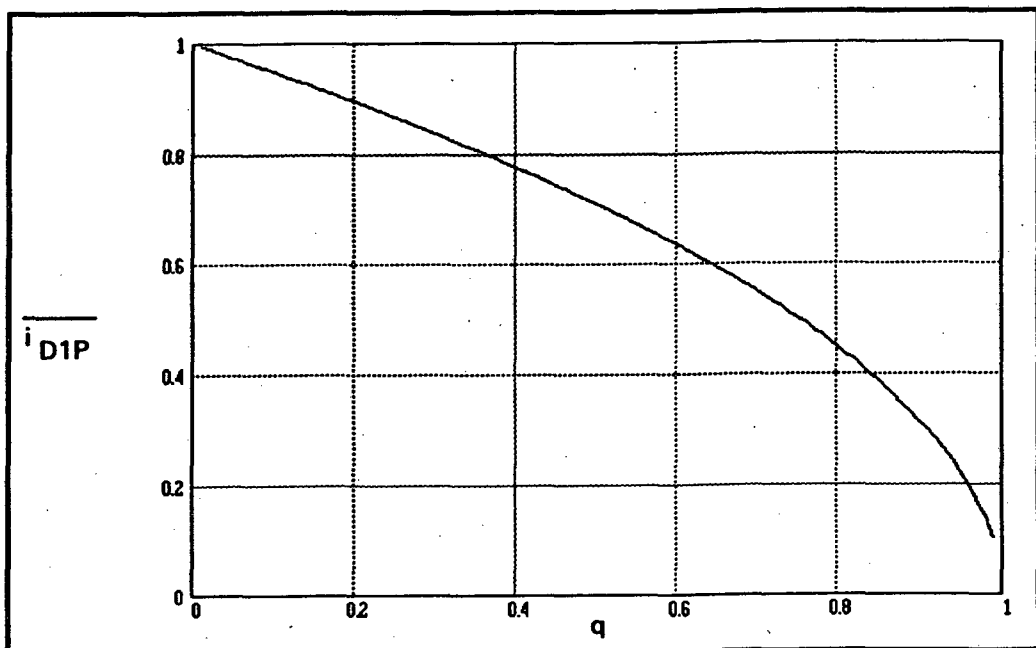


Figura 2.10 - Relação entre  $q$  e  $\overline{i_{DIP}}$ .

### 2.2.12 - Corrente nos Diodos Retificadores de Saída

Todos os valores de corrente, médio, eficaz e de pico nos diodos retificadores de saída são iguais aos respectivos valores de corrente nos transístores, para uma relação de transformação unitária. No caso de uma relação de transformação igual à  $N_p/N_s$ , todos os valores citados serão multiplicados por esta relação.

### 2.2.13 - Corrente Eficaz no Indutor Ressonante ( $i_{LrEF}$ )

O valor da corrente eficaz no indutor ressonante é igual a  $\sqrt{2}$  vezes o valor da corrente eficaz nos transístores.

$$i_{LrEF} = \sqrt{2} i_{T1EF} \quad (2.109)$$

### 2.2.14 - Corrente Eficaz na Bateria

É igual a corrente eficaz no indutor, para uma relação de transformação unitária.

### 2.2.15 - Corrente Média na Bateria

#### Característica de Carga:

O valor da corrente média na bateria é igual ao dobro do valor da corrente média nos transístores.

$$i_{OMED} = 2 \times i_{TIMED} \quad (2.110)$$

Substituindo (2.69) em (2.110), obtém-se:

$$i_{OMED} = \frac{V_m}{Z_o} \frac{f_s}{2\pi^2 f_o} \frac{1}{q} \left[ \pi - 2 \arcsen(q) + 2q \sqrt{1 - q^2} \right] \quad (2.111)$$

Esta é a característica de carga para uma relação de transformação unitária. No caso de  $N_p/N_s$ , tem-se:

$$\frac{i_{OMED}}{V_m} \frac{Z_o}{N_p} \frac{N_s}{N_p} = \frac{f_s}{2\pi^2 f_o} \frac{1}{q} \left[ \pi - 2 \arcsen(q) + 2q \sqrt{1 - q^2} \right] \quad (2.112)$$

Parametrizando:

$$\overline{i_{OMED}} = \frac{i_{OMED} Z_o}{V_m} \frac{N_s}{N_p} \quad (2.113)$$

tem-se,

$$\overline{i_{OMED}} = \frac{f_s}{2\pi^2 f_o} \frac{1}{q} \left[ \pi - 2 \arcsin(q) + 2q \sqrt{1 - q^2} \right] \quad (2.114)$$

A equação (2.114) que relaciona a corrente média na bateria (parametrizada) com o valor de  $q$  e tendo  $f_s/f_o$  como parâmetro está representada no ábaco da figura 2.11.

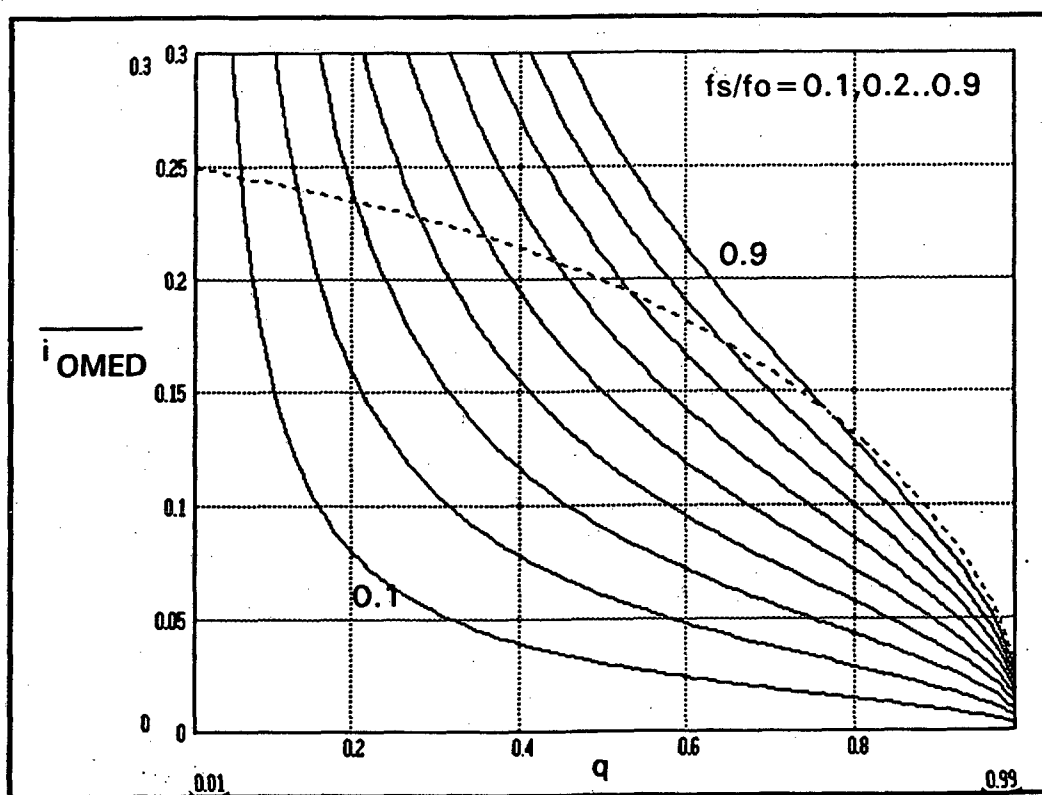


Figura 2.11 - Relação entre  $q$  e  $\overline{i_{OMED}}$ , tendo  $f_s/f_o$  como parâmetro.

## 2.3 - Análise do Fator de Potência

Será feita agora uma análise do comportamento do conversor com relação ao fator de potência.



### 2.3.1 - Corrente Média de Entrada ( $i_{1MED}$ )

Durante a primeira etapa de funcionamento ( $t_0, t_1$ ), a corrente de entrada do conversor  $i_1$  é representada pela expressão (2.115):

$$i_1(t) = \frac{i_{Lr}(t)}{2} = \frac{(V_{in} - E_o)}{2Z_o} \text{sen}\omega_o t \quad (2.115)$$

Observando as etapas de funcionamento do conversor e a figura 1.8, pode-se calcular o valor médio da corrente de entrada do conversor, da seguinte maneira:

$$i_{1MED} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_1(t) dt = \frac{2}{T_s} \int_0^{t_1} \frac{(V_{in} - E_o)}{2Z_o} \text{sen}\omega_o t dt \quad (2.116)$$

Resolvendo-se esta integral, encontra-se como solução:

$$i_{1MED} = \frac{f_s}{2\pi f_o} \frac{(V_{in} - E_o)}{Z_o} (1 - \cos\omega_o t_1) \quad (2.117)$$

Substituindo a equação (2.9) em (2.117), obtém-se:

$$i_{1MED} = \frac{f_s}{2\pi f_o} \frac{V_{in}}{Z_o} \quad (2.118)$$

Como  $V_{in} = V_m \text{sen}\theta$ , então:

$$\boxed{i_{1MED} = \frac{f_s}{2\pi f_o} \frac{V_m}{Z_o} \text{sen}\theta} \quad (2.119)$$

Essa expressão revela que a corrente média de entrada entre o intervalo  $\theta > \theta_1$  e  $\theta < (\pi - \theta_1)$  varia senoidalmente e em fase com a tensão de entrada, proporcionando um elevado fator de potência.

A equação (2.119), revela também que o valor da corrente de entrada é controlado pela frequência de chaveamento  $f_s$ .

Sendo assim, a forma de onda teórica para a corrente de entrada  $i_1$ , quando os componentes harmônicos de alta frequência forem eliminados por um processo de filtragem, está mostrada na figura 2.12.

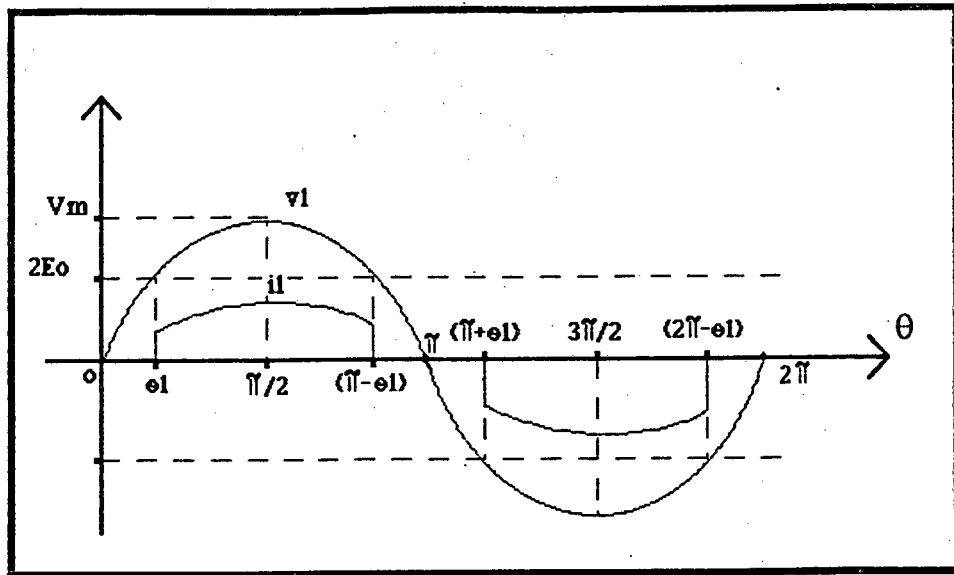


Figura 2.12 - Tensão e corrente de entrada.

### 2.3.2 - Relação entre o Fator de Potência (FP) e o Ângulo de Inicialização ( $\theta_1$ )

A potência elétrica para  $\theta > \theta_1$  é obtida por:

$$P = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} v_1 \cdot i_1 d\theta = \frac{4}{2\pi} \int_{\theta_1}^{\pi/2} v_1 \cdot i_1 d\theta \quad (2.120)$$

De acordo com as expressões:

$$v_1 = V_m \sin \theta \quad (2.121)$$

e

$$i_1 = I_m \sin \theta \quad (2.122)$$

a equação (2.120) torna-se igual à:

$$P = \frac{2}{\pi} \int_{\theta_1}^{\pi/2} V_m \cdot I_m \sin^2 \theta d\theta \quad (2.123)$$

Resolvendo-se esta integral, encontra-se como solução:

$$P = \left(1 - \frac{2\theta_1 - \sin 2\theta_1}{\pi}\right) \frac{V_m I_m}{2} \quad (2.124)$$

Tomando  $P = FP \frac{V_m I_m}{2}$ , onde FP é o fator de potência, tem-se:

$$FP = \left(1 - \frac{2\theta_1 - \sin 2\theta_1}{\pi}\right) \quad (2.125)$$

A equação (2.125) revela que o fator de potência depende apenas de  $\theta_1$ . Essa equação que mostra a relação entre FP e  $\theta_1$  está representada no ábaco da figura 2.13.

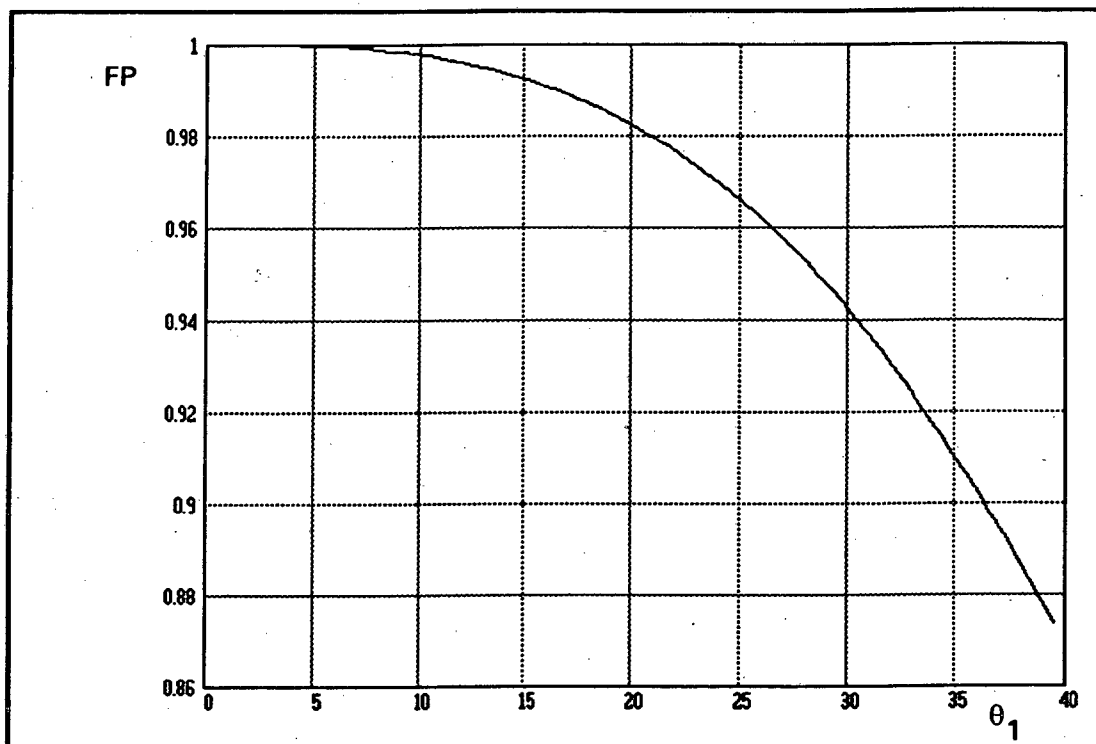


Figura 2.13 - Relação entre FP e  $\theta_1$ .

### 2.3.3 - Relação entre o Fator de Potência e o Ganho Estático de Tensão

Substituindo-se as equações (2.66) e (2.68) na equação (2.125), obtém-se:

$$FP = \left(\frac{\pi - 2 \arcsen(q) + 2q\sqrt{1-q^2}}{\pi}\right) \quad (2.126)$$

A equação (2.126) que mostra a relação entre FP e  $q$ , está representada no ábaco da figura 2.14.

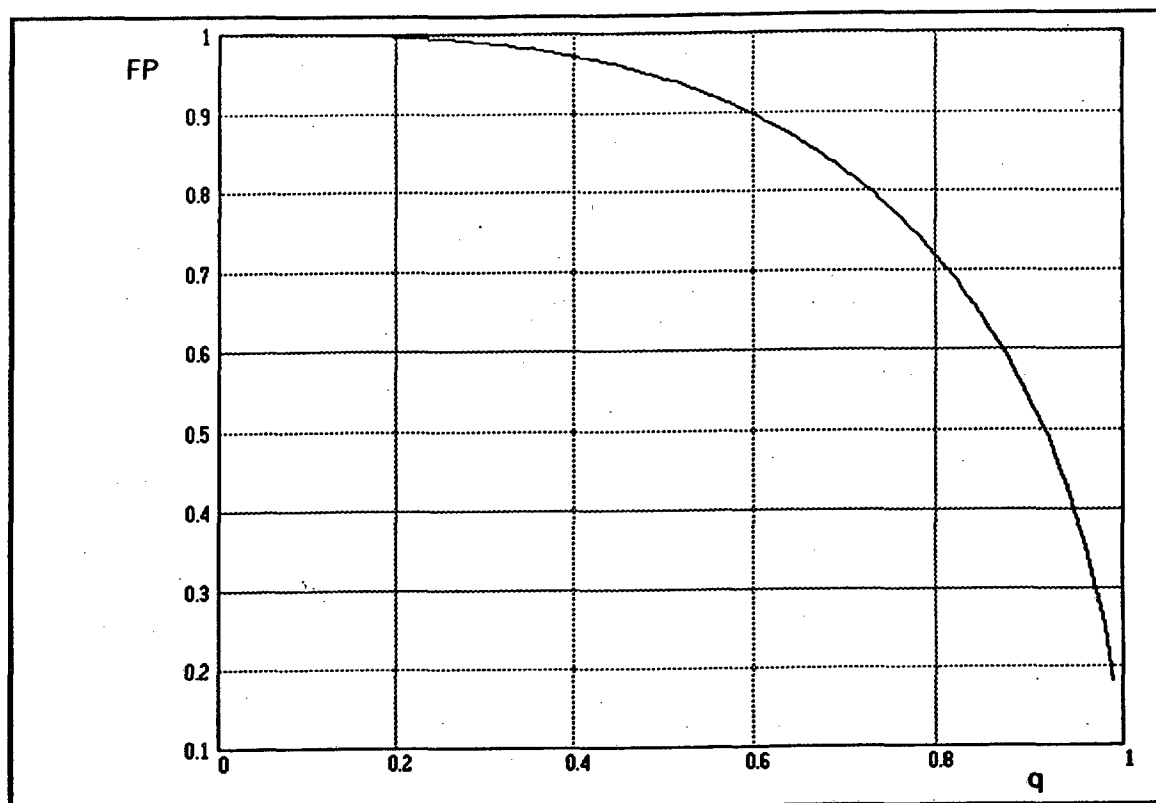


Figura 2.14 - Relação entre FP e q.

Observando o ábaco da figura 2.14 e os ábacos que relacionam as correntes do conversor com o valor de q, verifica-se um compromisso entre o Fator de Potência e o rendimento da estrutura, pois para se obter um elevado Fator de Potência, deve-se trabalhar com um baixo valor de q e conseqüentemente com valores elevados de correntes no conversor.

### 2.3.4 - Distorção Harmônica Total em Função do Fator de Potência

Sendo o fator de deslocamento igual à 1 devido ao comportamento em fase da tensão e da corrente de entrada, a distorção harmônica total (DHT) é dada pela expressão (2.127).

$$\boxed{DHT = \sqrt{\left(\frac{1}{FP^2} - 1\right)}} \quad (2.127)$$

Essa equação está representada no ábaco da figura 2.15.

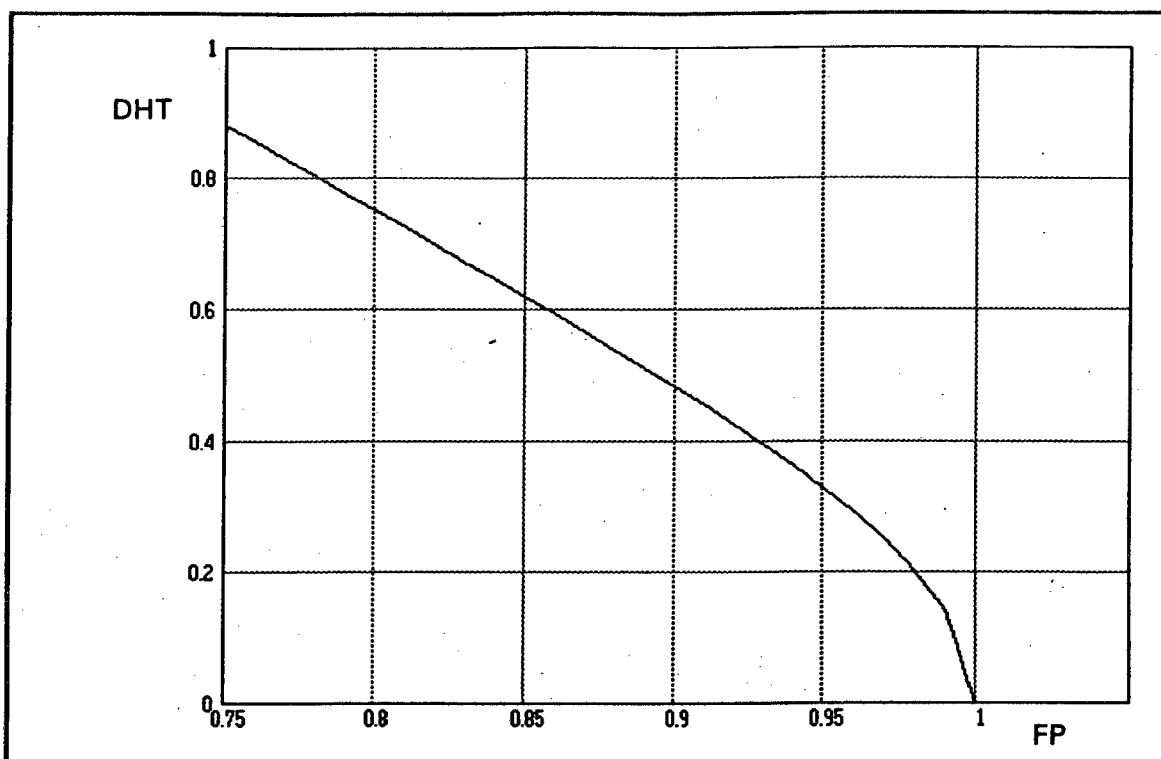


Figura 2.15 - Relação entre DHT e FP.

Pode-se obter também a relação entre a distorção harmônica total (DHT) e o ângulo de inicialização  $\theta_1$ , como mostra o ábaco da figura 2.16.

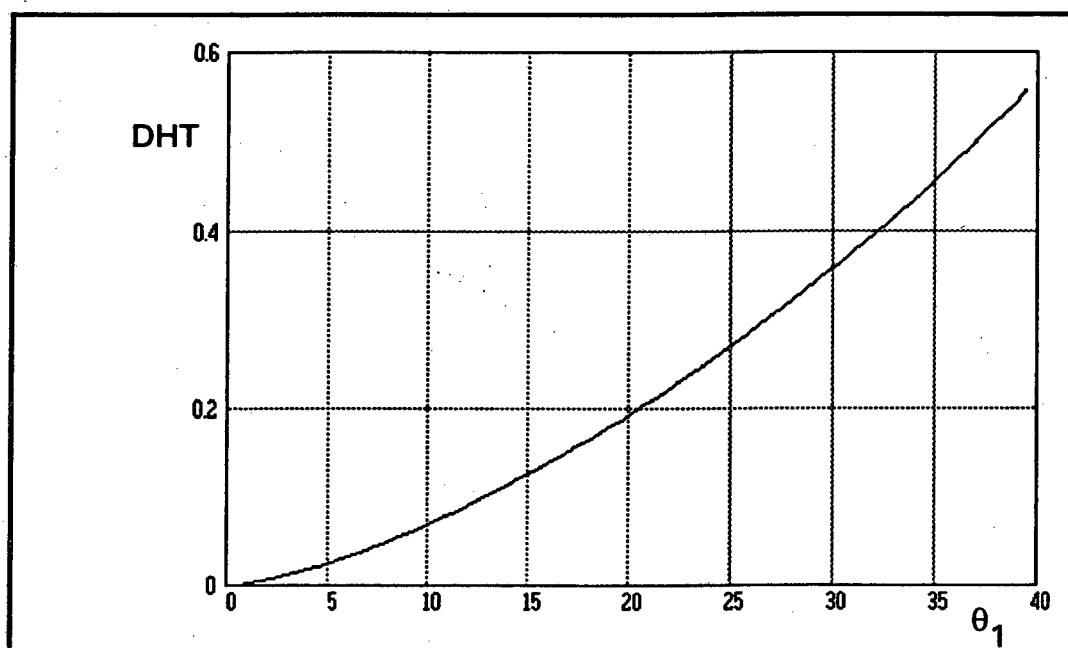


Figura 2.16 - Relação entre DHT e  $\theta_1$ .

## 2.4 - Conclusão

Neste capítulo foi feito um completo equacionamento das etapas de funcionamento do conversor, que proporcionaram a obtenção de equações e ábacos, fundamentais para o projeto do mesmo.

Os ábacos obtidos são de fundamental importância, pois eles simplificam bastante o dimensionamento de qualquer componente do sistema. A partir daí é obtido um ábaco de extrema relevância para a visualização da característica de carga do conversor.

Após esse equacionamento foi feito um estudo do comportamento do conversor com relação ao fator de potência, onde foram traçados ábacos que relacionam o FP e a DHT com o ponto de operação do conversor.

Conclui-se, portanto, que de posse das informações contidas neste capítulo, torna-se bastante simples projetar a estrutura para se obter um determinado fator de potência.

## CAPÍTULO III

### METODOLOGIA E EXEMPLO DE PROJETO E DIMENSIONAMENTO DOS COMPONENTES DA FONTE

#### 3.1 - Introdução

Neste capítulo será apresentado um procedimento de projeto para o conversor proposto, assim como um exemplo, onde serão calculados e dimensionados todos os parâmetros e componentes do conversor para uma potência de 1500 W. O diagrama esquemático da estrutura a ser projetada está representado na figura 3.1.

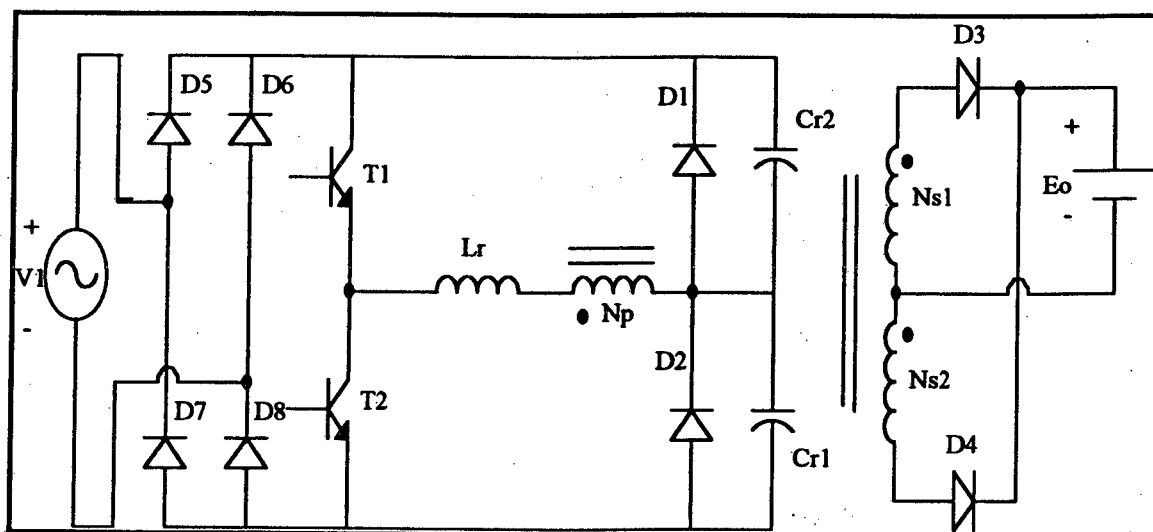


Figura 3.1 - Estrutura a ser projetada.

Observa-se que a configuração do transformador (2 secundários) permite a utilização de apenas dois diodos retificadores de saída ( $D3$  e  $D4$ ).

#### 3.2 - Metodologia de Projeto

A metodologia de projeto utilizada para o conversor proposto apresenta as etapas descritas a seguir:

a) Dados de entrada:

$P_o$  - Potência de saída (nominal)

$V_1$  - Tensão eficaz de entrada

$V_{1\text{mín}}$  - Tensão eficaz de entrada mínima

$f_{\text{smáx}}$  - Frequência máxima de chaveamento

$FP_{\text{mín}}$  - Fator de potência mínimo

$E_o$  - Tensão de saída.

b) Com o valor do fator de potência mínimo admissível ( $FP_{\text{mín}}$ ), o ângulo  $\theta_1$  é obtido com a ajuda do ábaco da figura 2.13.

c) Com o valor de  $\theta_1$ , calcula-se o valor do parâmetro  $q$  com a ajuda da equação (2.65):

$$q = \text{sen}\theta_1$$

d) Com o valor do parâmetro  $q$ , a tensão  $E_{op}$  é obtida, a partir da equação (2.27), onde  $E_{op}$  representa a tensão de saída  $E_o$  referida ao lado primário do transformador:

$$q = \frac{2E_{op}}{V_m}$$

e) A relação de espiras do transformador de isolamento é obtida de:

$$\frac{N_p}{N_s} = \frac{E_{op}}{E_o} \quad (3.1)$$

f) Com o valor do parâmetro  $q$  e com a ajuda do ábaco da figura 2.3, a relação  $f_{\text{smáx}}/f_0$  é obtida. Calcula-se então, a frequência de ressonância  $f_0$ , baseado na especificação da máxima frequência de chaveamento ( $f_{\text{smáx}}$ ).



g) A partir da curva de característica de saída, mostrada no ábaco da figura 2.11, e para o valor do parâmetro  $q$  calculado, chega-se ao valor da corrente média de saída normalizada ( $\overline{i_{OMED}}$ ), para  $f_{sm\acute{a}x}$ .

h) A partir do valor de  $i_{OMED} = P_o/E_o$ , determina-se a impedância característica do conversor  $Z_0$ , a partir da equação (2.113):

$$\overline{i_{OMED}} = \frac{i_{OMED}}{V_m} Z_0 \frac{N_s}{N_p}$$

então:

$$Z_0 = \frac{\overline{i_{OMED}}}{i_{OMED}} V_m \frac{N_p}{N_s} \quad (3.2)$$

i) Com o valor de  $f_0$  e  $Z_0$  encontrados, calcula-se o circuito ressonante:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad (3.3)$$

e

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r.C_r}} \quad (3.4)$$

### 3.3 - Projeto para a Potência de 1500 W

#### 3.3.1 - Cálculo dos Parâmetros do Circuito

a) Dados de entrada:

$$P_o = 1500 \text{ W}$$

$$V_1 = 220 \text{ Vef}$$

$$V_{1\text{mín}} = 190 \text{ Vef}$$

$$f_{sm\acute{a}x} = 30 \text{ kHz}$$

$$FP_{\text{mín}} = 0,9$$

$$E_o = 48 \text{ V}$$

b) Do ábaco da figura 2.13, para  $FP_{\min} = 0,9$ ,  $\theta_1$  é obtido:

$$\theta_1 = 37^\circ$$

c) Cálculo de  $q$ :

$$q = \sin \theta_1$$

$$q = 0,6$$

d) Cálculo de  $E_{op}$ :

$$q = \frac{2E_{op}}{V_m}$$

logo:

$$E_{op} = q \frac{V_m}{2} = 0,6 \times \frac{\sqrt{2} \times 190}{2}$$

$$E_{op} = 80,6 \text{ V}$$

Observa-se que foi considerado o pior caso com  $V_1 = V_{1\min}$ . Desta forma, com  $V_1$  igual ao valor nominal, tem-se um valor de  $q$  menor do que o calculado e conseqüentemente um Fator de Potência maior.

e) Cálculo de  $N_p / N_s$ :

$$\frac{N_p}{N_s} = \frac{E_{op}}{E_o} = \frac{80,6}{48}$$

$$\frac{N_p}{N_s} = 1,68$$

f) Cálculo de  $f_0$ :

A partir do ábaco da figura 2.3, para  $q = 0,6$ :

$$\frac{f_{sm\acute{a}x}}{f_0} \cong 0,75$$

então:

$$f_0 = \frac{f_{sm\acute{a}x}}{0,75} = \frac{30 \text{ kHz}}{0,75}$$

$$f_0 = 40 \text{ kHz}$$

g) Cálculo da corrente média de saída normalizada ( $\overline{i_{OMED}}$ ):

A partir do ábaco da figura 2.11, para  $q = 0,6$  e  $f_{sm\acute{a}x}$ :

$$\overline{i_{OMED}} = 0,1828$$

h) Cálculo de  $Z_0$ :

$$i_{OMED} = \frac{P_o}{E_o} = \frac{1500}{48} = 31,25 \text{ A}$$

$$Z_0 = \frac{\overline{i_{OMED}}}{i_{OMED}} V_m \frac{N_p}{N_s} = \frac{0,1828}{31,25} \times \sqrt{2} \times 220 \times 1,68$$

$$Z_0 = 3,06 \Omega$$

i) Cálculo do circuito ressonante ( $L_r$ ,  $Cr1$  e  $Cr2$ ):

Sendo:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}}$$

e

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r.C_r}}$$

então:

$$L_r = Z_0^2 C_r \quad (3.5)$$

Substituindo (3.5) em (3.4) e isolando o valor de  $C_r$ , encontra-se:

$$C_r = \frac{1}{Z_0(2\pi f_0)} = \frac{1}{3,06 \times (2\pi \times 40 \times 10^3)}$$

$$\boxed{C_r = 1,3 \mu F}$$

logo:

$$C_{r1} = C_{r2} = \frac{C_r}{2} = \frac{1,3 \mu F}{2}$$

$$\boxed{C_{r1} = C_{r2} = 0,65 \mu F}$$

Substituindo os valores na equação (3.5), encontra-se o valor de  $L_r$ :

$$L_r = Z_0^2 C_r = 3,06^2 \times 1,3 \mu H$$

$$\boxed{L_r = 12,17 \mu H}$$

### 3.3.2 - Dimensionamento das Chaves Semicondutoras (T1 e T2)

- Cálculo da corrente média ( $i_{TIMED}$ ):

Com a ajuda do ábaco da figura 2.5, obtém-se:

$$\overline{i_{TIMED}} = 0,0914$$

desnormalizando:

$$i_{TIMED} = \overline{i_{TIMED}} \frac{V_m}{Z_0} = 0,0914 \times \frac{\sqrt{2} \times 220}{3,06}$$

$$\boxed{i_{TIMED} = 9,3 A}$$

- Cálculo da corrente eficaz ( $i_{TIEF}$ ):

Com a ajuda do ábaco da figura 2.7, obtém-se:

$$\overline{i_{TIEF}} = 0,2$$

desnormalizando:

$$i_{TIEF} = \overline{i_{TIEF}} \frac{V_m}{Z_0} = 0,2 \times \frac{\sqrt{2} \times 220}{3,06}$$

$$\boxed{i_{TIEF} = 20,3 A}$$

- Cálculo da corrente de pico ( $i_{TIP}$ ):

Com a ajuda do ábaco da figura 2.9, obtém-se:

$$\overline{i_{TIP}} = 0,7$$

desnormalizando:

$$i_{TIP} = \overline{i_{TIP}} \frac{V_m}{Z_0} = 0,7 \times \frac{\sqrt{2} \times 220}{3,06}$$

$$\boxed{i_{TIP} = 71,2 \text{ A}}$$

- Tensão máxima ( $V_{CEMAX}$ ):

$$V_{CEMAX} = V_m = \sqrt{2} \times 220$$

$$\boxed{V_{CEMAX} = 311 \text{ V}}$$

- Cálculo da potência dissipada:

Devido à técnica ZCS utilizada no processo de comutação, as únicas perdas a que estarão submetidas as chaves serão as perdas em condução.

Para um MOSFET com um valor de  $R_{ds(on)} = 0,2 \, \Omega$  (valor típico), a potência dissipada em cada chave semicondutora, durante o funcionamento do conversor, será:

$$P_d = R_{ds(on)} \times i_{TIEF}^2 \quad (3.6)$$

$$P_d = 0,2 \times 20,3^2$$

$$\boxed{P_d = 82,42 \text{ W}}$$

Então a potência total dissipada nas chaves semicondutoras, será:

$$P_{td} = 2 \times P_d = 2 \times 82,42 \text{ W}$$

$$\boxed{P_{td} = 165 \text{ W}}$$

Esta perda representa 11% da potência nominal de saída (1500 W), o que representa uma perda considerável ao conversor que passaria a ter um rendimento máximo igual a 89%, sem contar com as perdas em condução nos diodos, perdas nos componentes magnéticos e mais perdas adicionais. Estes resultados mostram que não é nem um pouco conveniente utilizar-se MOSFET's para tal aplicação, sendo assim, necessária a utilização de IGBT's.

- Escolha da chave semicondutora:

O IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor), semicondutor que será utilizado neste trabalho, apresenta as vantagens dos MOSFET's no que se refere ao gate ser isolado, o que significa o uso de pequena potência para comandá-lo (comando por tensão), ao contrário dos transístores bipolares que usam complicados circuitos de comando de base. Sendo assim pode-se

concluir que o IGBT, assim como o MOSFET, possui uma alta impedância de entrada e um alto ganho. Como vantagem em relação ao bipolar, pode-se citar ainda que o IGBT pode operar em frequências maiores de chaveamento.

Como desvantagem em relação a um MOSFET, pode-se dizer que o IGBT é bem mais lento, logo opera em uma faixa de frequência bem menor que o MOSFET.

A partir das especificações das chaves, escolheu-se o IGBT ID226005 da POWEREX que possui os seguintes valores máximos permissíveis:

$$V_{CEMAX} = 600V$$

$$i_{MED} = 50A$$

$$i_{PICO} = 100A$$

$$P_{TDISS} = 250W$$

Os aspectos mais interessantes deste IGBT, são:

- Baixas perdas em chaveamento.
- Baixo  $V_{CE(SAT)}$ .
- Reduz a potência do circuito de comando.
- Baixo aumento de temperatura.

Eles são disponíveis em embalagens isoladas especialmente desenvolvidas para operações em alta frequência.

Em um IGBT, assim como em um bipolar, a perda em condução depende da corrente média e de sua tensão entre coletor e emissor. Logo, a perda em condução em um IGBT, pode ser obtida com a seguinte equação:

$$P_d = i_{TIMED} \times V_{CE(ON)} \quad (3.7)$$

Para o IGBT ID226005, tem-se:

$$V_{CE(ON)} = 3,2V$$

logo:

$$P_d = 9,3A \times 3,2V$$

$$\boxed{P_d = 29,76W}$$

Sendo assim, as perdas totais nos IGBT's, serão:

$$P_{td} = 2 \times P_d = 2 \times 29,76W$$

$$P_{td} = 59,52 \text{ W}$$

Esta perda representa 3,97% da potência nominal de saída. Nota-se portanto um aumento no rendimento do conversor com a utilização de IGBT's no lugar de MOSFET's.

- Cálculo do dissipador:

A partir dos dados fornecidos pelo fabricante do IGBT:

$$R_{\theta JC} = 0,5 \text{ } ^\circ\text{C/W}$$

$$R_{\theta CS} = 0,15 \text{ } ^\circ\text{C/W}$$

$$T_{Jmax} = 150 \text{ } ^\circ\text{C} \text{ (adotou-se nos cálculos } 120 \text{ } ^\circ\text{C por segurança)}$$

e sabendo-se os valores de suas perdas, encontra-se o seguinte valor para a resistência térmica do dissipador:

$$R_{\theta SA} = 1,2 \text{ } ^\circ\text{C/W}$$

onde foi adotada uma temperatura ambiente igual à  $T_a = 25 \text{ } ^\circ\text{C}$ .

### 3.3.3 - Dimensionamento dos Diodos de Grampeamento (D1 e D2)

- Cálculo da corrente média ( $i_{DIMED}$ ):

Com a ajuda do ábaco da figura 2.6, obtém-se:

$$\overline{i_{DIMED}} = 0,029$$

desnormalizando:

$$i_{DIMED} = \overline{i_{DIMED}} \frac{V_m}{Z_0} = 0,029 \times \frac{\sqrt{2} \times 220}{3,06}$$

$$i_{DIMED} = 2,95 \text{ A}$$

- Cálculo da corrente eficaz ( $i_{DIEF}$ ):

Com a ajuda do ábaco da figura 2.8, obtém-se:

$$\overline{i_{DIEF}} = 0,1$$

desnormalizando:

$$i_{DIEF} = \overline{i_{DIEF}} \frac{V_m}{Z_0} = 0,1 \times \frac{\sqrt{2} \times 220}{3,06}$$

$$i_{DIEF} = 10,17 \text{ A}$$

- Cálculo da corrente de pico ( $i_{DIP}$ ):

Com a ajuda do ábaco da figura 2.10, obtém-se:

$$\overline{i_{DIP}} = 0,633$$

desnormalizando:

$$i_{DIP} = \overline{i_{DIP}} \frac{V_m}{Z_0} = 0,633 \times \frac{\sqrt{2} \times 220}{3,06}$$

$$\boxed{i_{DIP} = 64,36 \text{ A}}$$

- Tensão reversa máxima:

$$V_{RMAX} = V_m = \sqrt{2} \times 220$$

$$\boxed{V_{RMAX} = 311 \text{ V}}$$

- Escolha do diodo semicondutor:

A partir das especificações, escolheu-se os diodos rápidos (FAST) tipo rosca da SEMIKRON:

SKN e SKR 4F 25/400

As principais especificações destes semicondutores são:

$$V_{RRM} = 400 \text{ V}$$

$$I_{FAV} = 25 \text{ A}$$

$$T_{IT} = 0,4 \text{ } \mu\text{S}$$

### 3.3.4 - Cálculo do Transformador

- Determinação do núcleo:

O núcleo adotado foi: 2 x E-65/39 (material IP-10), cujos principais parâmetros são:

$$A_e = 16 \text{ cm}^2$$

$$A_w = 4,35 \text{ cm}^2$$

$$A_e \cdot A_w = 69,6 \text{ cm}^4$$

$$V_n = 234,6 \text{ cm}^3$$

$$l_t = 24,3 \text{ cm}$$

onde:



Ae - área da perna central do núcleo

Aw - área da janela do núcleo

Vn - volume do núcleo

lt - comprimento médio de uma espira

- Cálculo da resistência térmica do núcleo para convecção natural - Rt (°C/W):

$$R_t = 23 \times (A_e \cdot A_w)^{-0,37} \quad (3.8)$$

$$R_t = 23 \times (69,6)^{-0,37}$$

$$R_t = 4,78 \text{ } ^\circ\text{C/W}$$

- Cálculo de B<sub>máx</sub>:

Com  $\Delta T_n$  fixada em 30 °C, encontra-se:

$$\Delta T_n = P_t \cdot R_t \quad (3.9)$$

$$P_t = \frac{\Delta T_n}{R_t} = \frac{30 \text{ } ^\circ\text{C}}{4,78 \text{ } ^\circ\text{C/W}} = 6,276 \text{ W}$$

onde:

$\Delta T_n$  - elevação de temperatura no núcleo do transformador (°C)

$P_t = P_{cu} + P_N$  - total de perdas no transformador (W)

$P_{cu}$  - total de perdas no cobre (W)

$P_N$  - perdas no núcleo (W)

Supondo:

$$P_t = P_N \quad (P_{cu} \cong 0) \quad (3.10)$$

obtem-se:

$$P_N = 6,276 \text{ W}$$

Desta forma B<sub>máx</sub> é calculado através da seguinte equação:

$$\frac{P_N}{V_n} = C_m \cdot f_s^x \cdot B^y \text{ [W / m}^3\text{]} \quad (3.11)$$

onde:

$$P_N = 6,276 \text{ W}$$

$$V_n = 234,6 \text{ cm}^3 = 234,6 \times 10^{-6} \text{ m}^3$$

$$C_m = 19,39$$

$$x = 1,21$$

$$y = 2,24$$

$C_m, x, y$  - valores empíricos

$f_s = 30$  kHz - frequência de chaveamento máxima

$B$  - densidade de fluxo [T]

Substituindo-se os valores na equação (3.11), obtém-se:

$$\frac{6,276}{234,6 \times 10^{-6}} = 19,39 \times (30 \times 10^3)^{1,21} \times B_{\text{máx}}^{2,24}$$

$$B_{\text{máx}} = 0,0962 \text{ T}$$

Sendo assim, adota-se:

$$B = 0,0775 \text{ T (densidade de fluxo)}$$

e

$$\Delta B = 2 \times B = 0,155 \text{ T (excursão da densidade de fluxo)}$$

- Determinação do número de espiras do primário ( $N_p$ ):

O número de espiras do primário é determinado pela seguinte expressão:

$$N_p \geq \frac{E_{op} \times 10^4}{2 \times A_e \times \Delta B \times f_{\text{smín}}} \quad (3.12)$$

onde:

$E_{op} = 80,6$  V - tensão de saída refletida no primário

$f_{\text{smín}} = 20$  kHz - frequência de chaveamento mínima

então:

$$N_p \geq \frac{80,6 \times 10^4}{2 \times 16 \times 0,155 \times 20 \times 10^3} = 8,1 \text{ espiras}$$

Adota-se:

$$N_p = 8 \text{ espiras}$$

- Determinação do número de espiras do secundário ( $N_s$ ):

Observando a figura 3.2, verifica-se que:

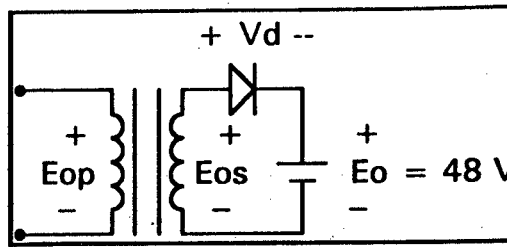


Figura 3.2 - Relação de espiras do transformador.

$$\frac{N_p}{N_s} = \frac{E_{op}}{E_{os}} \quad (3.13)$$

onde:

$$E_{os} = V_d + E_o \quad (3.14)$$

$$E_{os} = 2 \text{ V} + 48 \text{ V} = 50 \text{ V}$$

$$E_{op} = 80,6 \text{ V}$$

Substituindo-se os valores na expressão (3.13), obtém-se:

$$N_s = N_p \frac{E_{os}}{E_{op}} = 8 \times \frac{50}{80,6} = 4,96 \text{ espiras}$$

Adota-se:

$$N_s = 5 \text{ espiras}$$

Desta forma, tem-se:

$$\frac{N_p}{N_s} = \frac{8}{5} = 1,6$$

- Dimensionamento dos fios do primário:

$$S_{PRIM} = \frac{I_{PEF}}{J_{m\acute{a}x}} \quad (3.15)$$

onde:

$I_{PEF}$  - corrente eficaz no primário

$$I_{PEF} = i_{LEF} = \sqrt{2} \times i_{TIEF} = 28 \text{ A}$$

$J_{m\acute{a}x} = 280 \text{ A/cm}^2$  - máxima densidade de corrente

logo:

$$S_{PRIM} = \frac{28 \text{ A}}{280 \text{ A/cm}^2} = 0,1 \text{ cm}^2$$

Utiliza-se:

21 x 20 AWG (similar)

- Dimensionamento dos fios do secundário:

Sabendo-se que:

$$I_{SEF} = i_{T1EF} \frac{N_p}{N_s} = 32 \text{ A}$$

obtem-se:

$$S_{SEC} = \frac{I_{SEF}}{J_{\text{máx}}} = \frac{32 \text{ A}}{280 \text{ A / cm}^2} = 0,114 \text{ cm}^2$$

Utiliza-se:

23 x 20 AWG (similar)

O esquema completo do transformador projetado, encontra-se representado na figura 3.3.

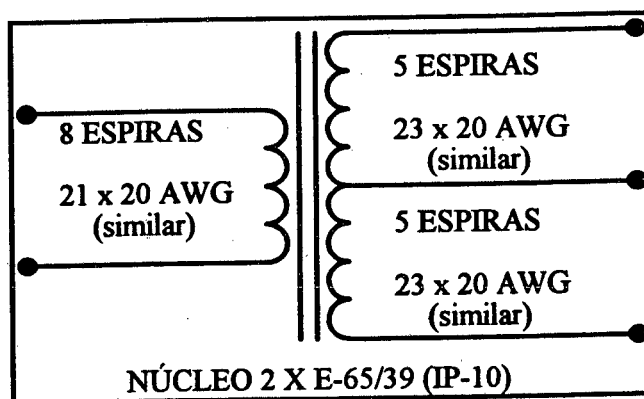


Figura 3.3 - Transformador do conversor.

### 3.3.5 - Cálculo Térmico do Transformador

- Perdas no cobre:  $P_{cu} = R_c \cdot N \cdot l_t \cdot \frac{I_{EF}^2}{nf}$  (3.16)

onde:

$P_{cu}$  - perdas no cobre (W)

$R_c$  - resistência por unidade de comprimento ( $\Omega/\text{cm}$ )

$N$  - número de espiras

$l_t$  - comprimento médio de uma espira (cm)

$I_{EF}$  - corrente eficaz (A)

nf - número total de fios

As perdas no primário para:

$$R_c = 0,000445 \, \Omega/\text{cm} \text{ (para o fio 20 AWG à } 100 \, ^\circ\text{C)}$$

$$N_p = 8 \text{ espiras}$$

$$l_t = 24,3 \text{ cm}$$

$$I_{PEF} = 28 \text{ A}$$

$$nf = 21 \text{ fios}$$

serão:

$$P_{CUP} = 0,000445 \times 8 \times 24,3 \times \frac{28^2}{21}$$

$$P_{CUP} = 3,2 \text{ W}$$

As perdas em cada secundário para:

$$R_c = 0,000445 \, \Omega/\text{cm} \text{ (para o fio 20 AWG à } 100 \, ^\circ\text{C)}$$

$$N_s = 5 \text{ espiras}$$

$$l_t = 24,3 \text{ cm}$$

$$I_{SEF} = 32 \text{ A}$$

$$nf = 23 \text{ fios}$$

serão:

$$P_{CUS} = 0,000445 \times 5 \times 24,3 \times \frac{32^2}{23}$$

$$P_{CUS} = 2,4 \text{ W}$$

Portanto, o total de perdas no cobre é dado por:

$$P_{CU} = P_{CUP} + 2 \cdot P_{CUS} \quad (3.17)$$

$$P_{CU} = 3,2 \text{ W} + 2 \times 2,4 \text{ W}$$

$$P_{CU} = 8 \text{ W}$$

- Perdas no núcleo:

Com o valor de B adotado recalcula-se o valor das perdas no núcleo, através da equação

(3.11):

$$P_N = 19,39 \times (30 \times 10^3)^{1,21} \times (0,0775)^{2,24} \times 234,6 \times 10^{-6}$$

$$P_N = 3,85 \text{ W}$$

- Elevação de temperatura no núcleo do transformador:

Com o total de perdas no transformador igual à:

$$P_t = P_{CU} + P_N = 8 \text{ W} + 3,85 \text{ W}$$

$$P_t = 11,85 \text{ W}$$

a elevação de temperatura no núcleo do transformador fica igual à:

$$\Delta T_n = P_t \cdot R_t = 11,85 \text{ W} \times 4,78 \text{ }^\circ\text{C/W}$$

$$\Delta T_n = 56,6 \text{ }^\circ\text{C}$$

- Parâmetros do transformador obtidos experimentalmente:

$L_m = 375 \text{ } \mu\text{H}$  (indutância magnetizante)

$L_{lk} = 3,65 \text{ } \mu\text{H}$  (indutância de dispersão)

### 3.3.6 - Cálculo do Indutor Ressonante

Subtraindo os  $3,65 \text{ } \mu\text{H}$  medidos de indutância de dispersão no primário do transformador, resulta em :

$$L_{ra} = L_r - L_{lk} = 12,17 \text{ } \mu\text{H} - 3,65 \text{ } \mu\text{H}$$

$L_{ra} = 8,52 \text{ } \mu\text{H}$ , que é a indutância ressonante efetiva.

- Determinação do núcleo:

Com o objetivo de se obter uma menor elevação de temperatura foi escolhido o núcleo de ferrite E-65/39 (IP-10), cujos parâmetros principais são:

$$A_e = 7,98 \text{ cm}^2$$

$$A_w = 3,70 \text{ cm}^2$$

$$A_e \cdot A_w = 29,53 \text{ cm}^4$$

$$l_t = 17,4 \text{ cm}$$

$$V_n = 117,3 \text{ cm}^3 = 117,3 \times 10^{-6} \text{ m}^3$$

- Cálculo de  $R_t$ :

$$R_t = 23 \times (A_e \cdot A_w)^{-0,37} = 23 \times (29,53)^{-0,37}$$

$$R_t = 6,57 \text{ }^\circ\text{C/W}$$

- Cálculo de  $B_{\text{máx}}$ :

Seguindo o mesmo procedimento utilizado no cálculo do transformador, obtém-se:

$$B_{\text{máx}} = 0,1137 \text{ T}$$

Sendo assim, adota-se o seguinte valor:

$$B = 0,1 \text{ T}$$

- Determinação do número de espiras:

O número de espiras do indutor ressonante é obtido através da equação:

$$N \geq \frac{L_{\text{ra}} \cdot i_{\text{LrPK}} \times 10^4}{B \cdot A_e} \quad (3.18)$$

onde:

$i_{\text{LrPK}}$  - corrente de pico no indutor ressonante (A)

$$i_{\text{LrPK}} = i_{\text{TIP}} = 71,2 \text{ A}$$

logo:

$$N \geq \frac{8,52 \times 10^{-6} \times 71,2 \times 10^4}{0,1 \times 7,98} = 7,6 \text{ espiras}$$

Adota-se:

$$N = 8 \text{ espiras}$$

- Dimensionamento dos fios do indutor:

Sendo:

$i_{\text{LrEF}}$  - corrente eficaz no indutor ressonante (A)

$$i_{\text{LrEF}} = \sqrt{2} \times i_{\text{TIEF}} = 28 \text{ A}$$

$$J_{\text{máx}} = 300 \text{ A/cm}^2$$

então:

$$S = \frac{i_{\text{LrEF}}}{J_{\text{máx}}} = \frac{28 \text{ A}}{300 \text{ A/cm}^2} = 0,0933 \text{ cm}^2$$

Utiliza-se:

$$19 \times 20 \text{ AWG (similar)}$$

- Cálculo do entreferro:

O entreferro do indutor ressonante pode ser calculado usando a seguinte equação:

$$l_g = \frac{\mu_0 \cdot N^2 \cdot A_e \times 10^{-2}}{L_{ra}} [\text{cm}] \quad (3.19)$$

onde:

$l_g$  - entreferro do núcleo (cm)

$\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$  - permeabilidade do ar

Substituindo-se os valores na equação (3.19), encontra-se:

$$l_g = \frac{4\pi \times 10^{-7} \times 8^2 \times 7,98 \times 10^{-2}}{8,52 \times 10^{-6}} \text{ cm}$$

$$l_g = 0,75 \text{ cm}$$

$$l_g/2 = 0,375 \text{ cm}$$

- Cálculo térmico do indutor ressonante:

Seguindo o mesmo procedimento utilizado no cálculo térmico do transformador, encontra-se:

Perdas no cobre:

$$P_{CU} = 2,5 \text{ W}$$

Perdas no núcleo:

$$P_N = 3,4 \text{ W}$$

Perdas totais:

$$P_t = 5,9 \text{ W}$$

Resistência térmica:

$$R_t = 6,57 \text{ }^\circ\text{C/W}$$

Elevação de temperatura no núcleo:

$$\Delta T_n = 38,76 \text{ }^\circ\text{C}$$

### 3.3.7 - Dimensionamento dos Diodos Retificadores de Saída

- Cálculo da corrente média:

$$i_{\text{DRMED}} = i_{\text{TIMED}} \frac{N_p}{N_s} = 9,3 \times 1,6$$

$$i_{\text{DRMED}} = 14,9 \text{ A}$$



- Cálculo da corrente eficaz:

$$i_{DREF} = i_{TIEF} \frac{N_p}{N_s} = 20,3 \times 1,6$$

$$i_{DREF} = 32,5 \text{ A}$$

- Cálculo da corrente de pico:

$$i_{DRP} = i_{TIP} \frac{N_p}{N_s} = 71,2 \times 1,6$$

$$i_{DRP} = 114 \text{ A}$$

- Tensão reversa máxima:

$$V_{RMAX} = 2.E_o = 2 \times 48$$

$$V_{RMAX} = 96 \text{ V}$$

- Escolha do diodo semicondutor:

A partir das especificações, escolheu-se os diodos rápidos (FAST) tipo rosca da THOMPSON:

ESM 244 600 R

### 3.3.8 - Cálculo do Filtro de Alta Frequência de Entrada

Com o objetivo de eliminar os componentes harmônicos de alta frequência na corrente de entrada, será utilizado um filtro passa baixa, formado por um indutor e um capacitor.

Ressalta-se que o capacitor deste filtro deverá estar situado, em sua maior parte, após a ponte retificadora de entrada, de modo que não haverá, também, circulação de corrente de alta frequência pelos diodos. Portanto, a ponte retificadora de entrada pode ser constituída de diodos lentos. O capacitor situado antes da ponte retificadora evita o aparecimento de sobretensões nos diodos da ponte de entrada.

Sabendo-se que a oscilação de corrente no barramento de corrente contínua, que deve ser atenuada, tem o dobro da frequência de chaveamento, então a frequência de corte do filtro de entrada é dada por:

$$f_C = 0,1 \times 2 \cdot f_{s\min} \quad (3.20)$$

O filtro será calculado seguindo os mesmos passos utilizados em [7].

- Resistência equivalente do conversor:

$$R_{eq} = \frac{V_m^2}{2 \cdot P_o} \quad (3.21)$$

$$R_{eq} = \frac{311^2}{2 \times 1500}$$

$$R_{eq} = 32,24 \, \Omega$$

- Capacitor de filtro:

Os polos e zeros da impedância de entrada devem estar localizados em frequências bem maiores do que a frequência da rede de alimentação, com o objetivo de não haver deslocamento de fase apreciável entre a tensão e a corrente de entrada. Desta forma calcula-se o valor do capacitor de filtro através da equação (3.22), onde  $f_L$  é a frequência da rede de alimentação.

$$C_f \leq \frac{1}{20\pi \cdot R_{eq} \cdot f_L} \quad (3.22)$$

$$C_f \leq \frac{1}{20\pi \times 32,24 \times 60}$$

$$C_f \leq 8,22 \, \mu F$$

Os melhores resultados obtidos em simulação foram:

$$\boxed{C_f = 2,833 \, \mu F \, (2 \, \mu F \, // \, 0,833 \, \mu F)}$$

- Indutor de filtro:

Calculando-se o valor do indutor de filtro para  $f_{s\min}$ , encontra-se:

$$L_f = \frac{1}{(0,4\pi \cdot f_{s\min})^2 \cdot C_f} \quad (3.23)$$

$$L_f = \frac{1}{(0,4\pi \times 15 \times 10^3)^2 \times 2,833 \times 10^{-6}}$$

$$\boxed{L_f = 993,46 \, \mu H}$$

Seguindo o mesmo procedimento utilizado no cálculo do indutor ressonante, obtém-se:

Núcleo escolhido:

E-65/26 IP-6 THORNTON

$$A_e = 5,32 \text{ cm}^2$$

$$A_w = 3,70 \text{ cm}^2$$

Número de espiras:

$$N = 41 \text{ espiras}$$

Bitola do fio:

5 x 21 AWG (similar)

Entreferro (gap):

$$l_g/2 = 0,57 \text{ mm}$$

Desta forma, tem-se o seguinte filtro de entrada, representado na figura 3.4.

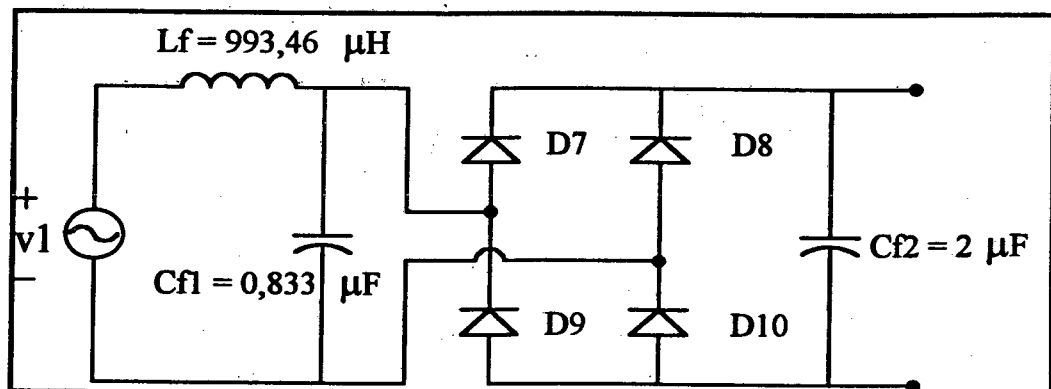


Figura 3.4 - Filtro de entrada.

### 3.3.9 - Ponte Retificadora de Entrada

Não necessitando de diodos rápidos na ponte retificadora de entrada, será utilizada a seguinte ponte monofásica com base isolada:

SKB 30/08 - SEMIKRON

### 3.3.10 - Definição e Projeto do Circuito de Comando do Conversor

Sendo o conversor modulado em frequência, o seu circuito de comando deve ser projetado de maneira a proporcionar uma variação adequada da frequência de chaveamento.

Desta forma, o circuito de comando projetado para ser utilizado no conversor em estudo está representado na figura 3.5.

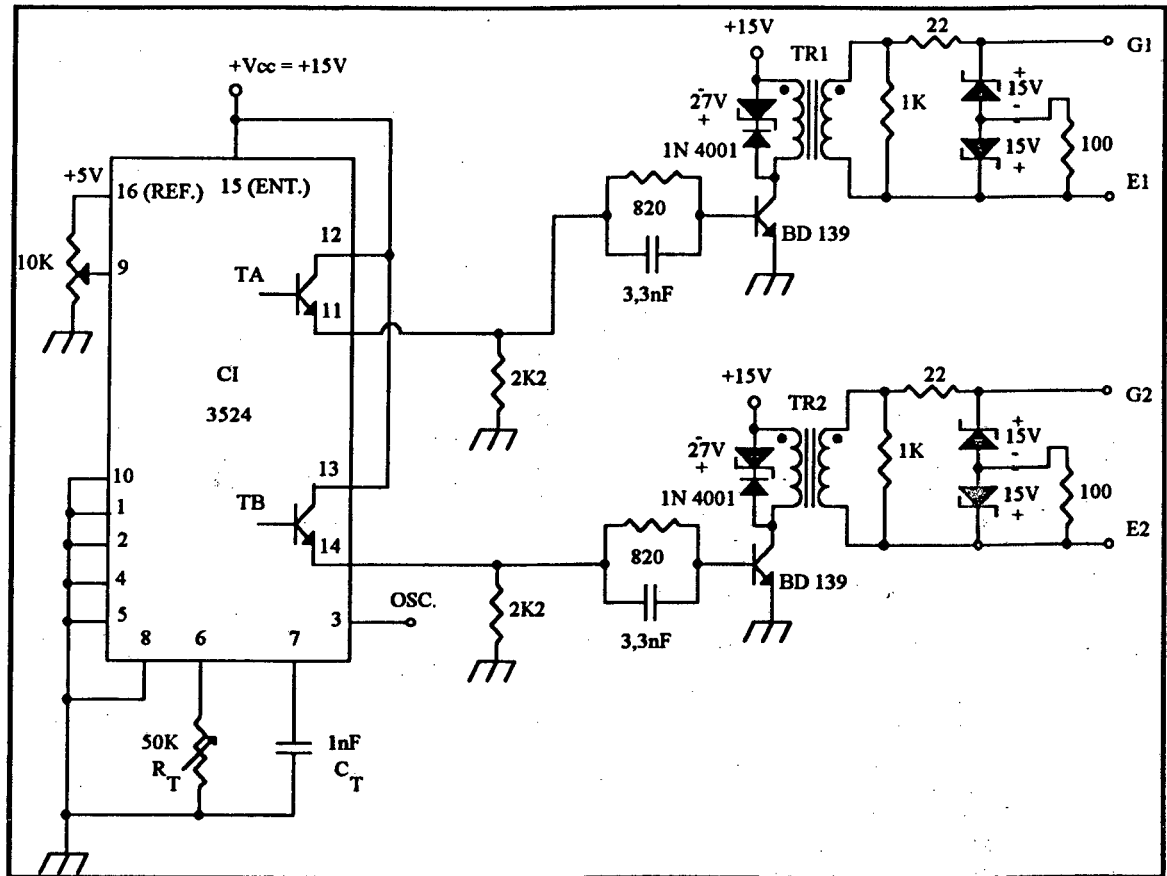


Figura 3.5 - Circuito de comando do conversor.

O circuito de comando é formado basicamente pelo circuito integrado PWM 3524, que possui proteção intrínseca contra possíveis curtos de braço, o que provocaria a destruição das chaves semicondutoras.

O capacitor de 1nF conectado ao pino 7 garante um tempo morto mínimo de 400ns e define, juntamente com o resistor variável conectado ao pino 6, a frequência de operação do conversor.

A frequência de oscilação do integrado é definida como sendo:

$$f_{osc} = 2 \times f_s \quad (3.24)$$

Sendo assim, para  $f_{smáx} = 30 \text{ kHz}$ , tem-se:

$$f_{oscmáx} = 2 \times 30 \text{ kHz} = 60 \text{ kHz}$$

Cálculo de  $R_T$ :

$$f_{osc} \cong \frac{1}{R_T \cdot C_T} \quad (3.25)$$

onde:

$R_T$ : Resistor de temporização conectado ao pino 6

$C_T$ : Capacitor de temporização conectado ao pino 7

Desta forma, calcula-se o valor de  $R_{Tmin}$  com a ajuda da equação (3.26):

$$R_{Tmin} = \frac{1}{f_{oscmax} \cdot C_T} \quad (3.26)$$

Substituindo-se os valores na equação (3.26), obtém-se:

$$R_{Tmin} = \frac{1}{60 \times 10^3 \times 1 \times 10^{-9}} = 16,67 \text{ k}\Omega$$

Sendo assim, escolheu-se um resistor variável de 50 k $\Omega$  para ser conectado ao pino 6.

Com isso, pode-se obter uma frequência de chaveamento mínima de 10 kHz.

O resistor variável conectado entre o pino 16, pino 9 e o terra permite variar a largura do pulso e assim obter um tempo morto maior se necessário.

Os estágios de isolação e ataque aos IGBT's são formados por transistores bipolares com capacitores de velocidade [9], desmagnetização do primário e pulsos de -15 V e +15 V entre "gate" e "emitter" dos IGBT's. Os transformadores de pulso são formados por núcleos E-20.

### 3.4 - Conclusão

Neste capítulo foi apresentada uma metodologia de projeto seguida de um exemplo, onde foram calculados todos os parâmetros do conversor e também dimensionados todos os componentes do circuito para a montagem de um protótipo de 1500 W em laboratório.

Fica comprovado que, com a ajuda dos ábacos obtidos no capítulo anterior, torna-se bastante simples e preciso projetar a estrutura com base nas especificações de potência, tensão eficaz de entrada, tensão CC de saída, frequência de chaveamento e fator de potência.

Notou-se, através de uma rápida análise, um aumento considerável no rendimento da estrutura com a utilização de IGBT's no lugar de MOSFET's.

Verificou-se também a simplicidade do circuito de comando do conversor.

## **CAPÍTULO IV**

### **SIMULAÇÃO E RESULTADOS EXPERIMENTAIS**

#### **4.1 - Introdução**

O primeiro objetivo deste capítulo é comprovar, através de simulação numérica, todo o estudo teórico desenvolvido, assim como validar os valores e as formas de onda obtidas neste estudo.

Serão apresentados a seguir os resultados experimentais obtidos a partir de um protótipo construído para atender a todas as especificações do projeto apresentado no capítulo anterior.

Estes resultados experimentais tem como principal finalidade comprovar o princípio de funcionamento do conversor e validar as simulações realizadas em cima do mesmo.

Serão apresentadas as principais formas de onda do conversor, onde se fará uma comparação entre os resultados de simulação e experimentais.

Por fim, serão mostradas a curva de eficiência do conversor e uma comparação entre as características de saída prática e teórica.

#### **4.2 - Simulação Numérica**

Os resultados apresentados a seguir, com excessão da tensão e corrente de entrada, foram obtidos com a frequência da rede em 600 Hz. Desta forma obteve-se uma economia de tempo e de pontos, sem comprometer a precisão dos resultados. O conversor foi simulado com a utilização do software "PSPICE".

A estrutura simulada é a mesma que está apresentada na figura 1.1, com apenas duas modificações:

- a inserção de diodos em anti-paralelo com as chaves;
- o isolamento da tensão de saída.

Este isolamento foi feito da seguinte maneira, como mostra a figura 4.1.

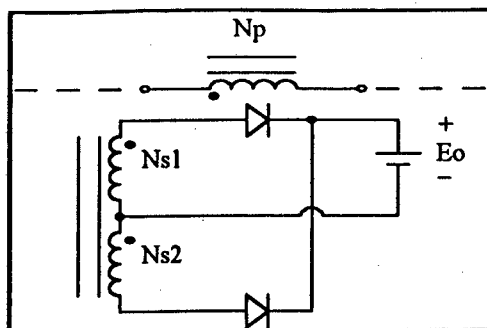


Figura 4.1 - Tensão de saída isolada.

#### 4.2.1 - Tensão e Corrente no Circuito Ressonante

Serão apresentadas a seguir as formas de onda da tensão  $v_{Cr1}$  e da corrente  $i_{Lr}$  em duas escalas de tempo: no período da rede e no período de chaveamento.

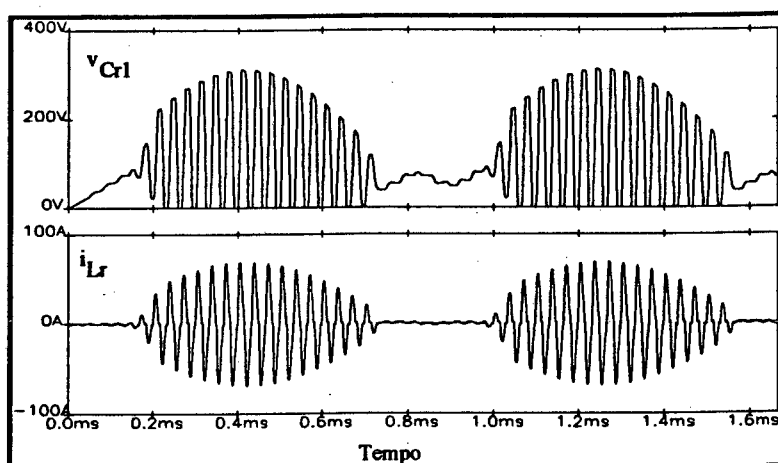


Figura 4.2 - Tensão no capacitor Cr1 e corrente no indutor Lr na escala do período da rede.

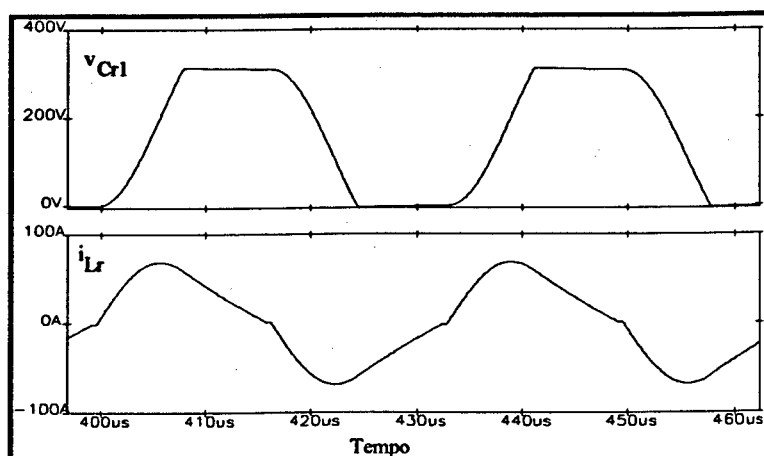


Figura 4.3 - Tensão no capacitor Cr1 e corrente no indutor Lr na escala do período de chaveamento.

Verifica-se o grampeamento da tensão no capacitor ressonante, onde a alta frequência é modulada pela rede de alimentação. Verifica-se também uma grande semelhança com as formas de onda de  $i_{Lr}$  e  $v_{Cr1}$  mostradas na figura 1.8.

#### 4.2.2 - Tensão e Corrente nas Chaves Semi-Conductoras

As figuras 4.4 e 4.5 mostram a tensão e corrente no transistor T1, para o funcionamento do conversor com uma frequência de chaveamento de 30 kHz.

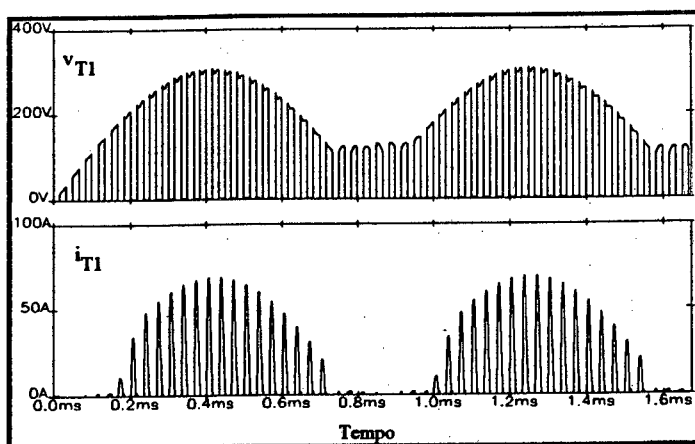


Figura 4.4 - Tensão e corrente na chave na escala da frequência da rede.

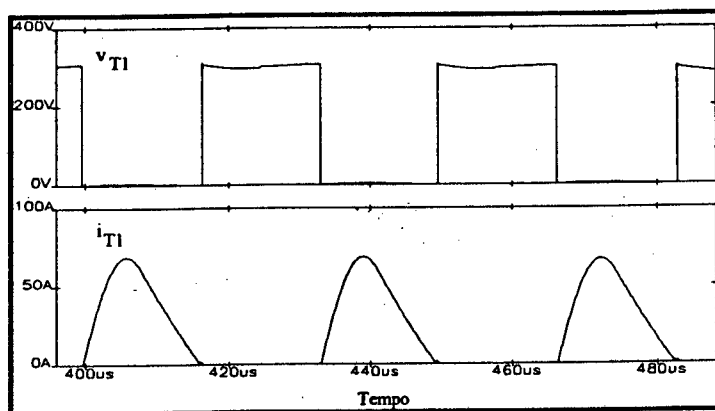


Figura 4.5 - Tensão e corrente na chave na escala da frequência de chaveamento.

Observa-se no detalhe a inexistência de perdas de chaveamento, comprovando a característica de comutação ZCS do conversor.

#### 4.2.3 - Tensão e Corrente nos Diodos de Grampeamento

A figura 4.6 mostra a tensão e a corrente nos diodos de grampeamento.



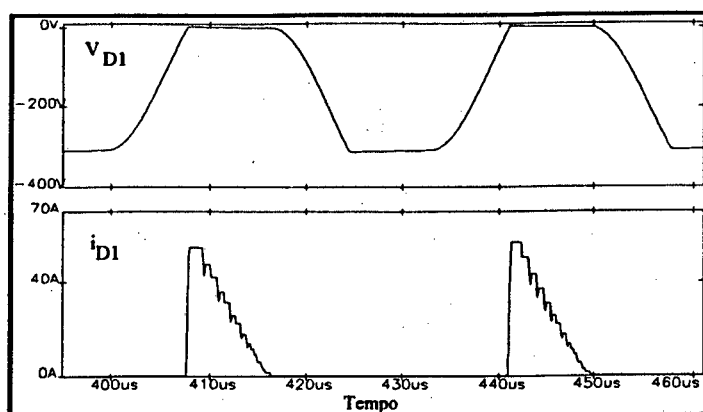


Figura 4.6 - Detalhe da tensão e da corrente no diodo de grampeamento.

#### 4.2.4 - Tensão e Corrente nos Diodos Retificadores de Saída

A figura 4.7 mostra a tensão e a corrente nos diodos retificadores de saída, onde verifica-se que a forma de onda da corrente nestes diodos é idêntica à da corrente nas chaves, apenas multiplicada pela relação de espiras, neste protótipo igual a 1,6.

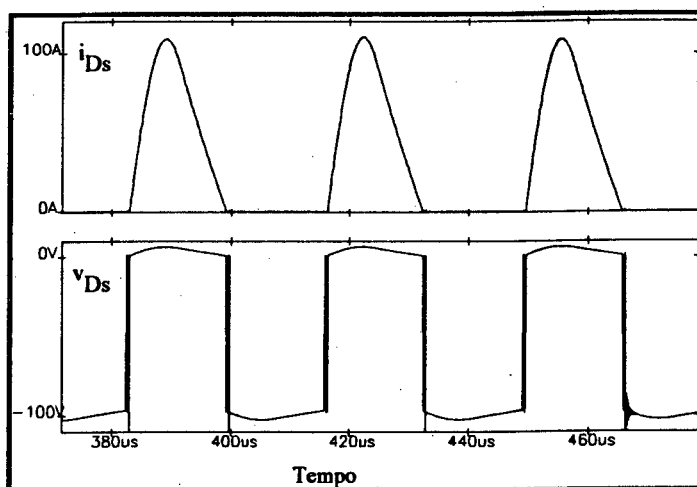


Figura 4.7 - Detalhe da tensão e da corrente no diodo retificador de saída.

#### 4.2.5 - Corrente na Bateria

A corrente que o conversor fornecerá à bateria, antes do processo de filtragem, está representada na figura 4.8.

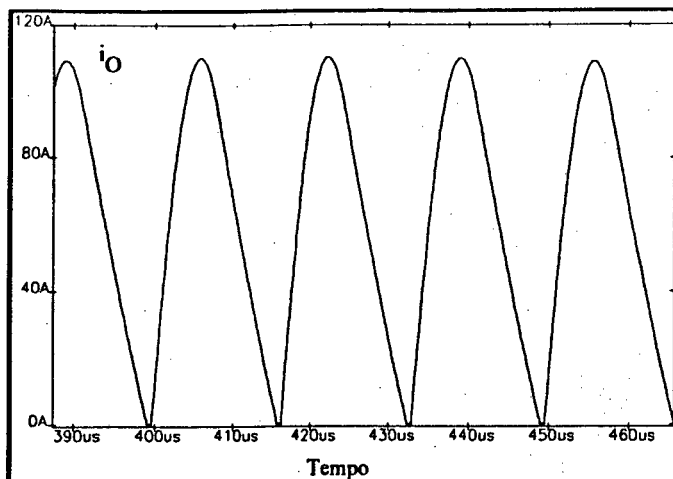


Figura 4.8 - Detalhe da corrente que fluirá para a bateria.

#### 4.2.6 - Tensão e Corrente de Entrada

A tensão e a corrente de entrada, obtidas em simulação, estão representadas na figura 4.9.

Nesta simulação utilizou-se o filtro de alta frequência de entrada calculado no capítulo anterior.

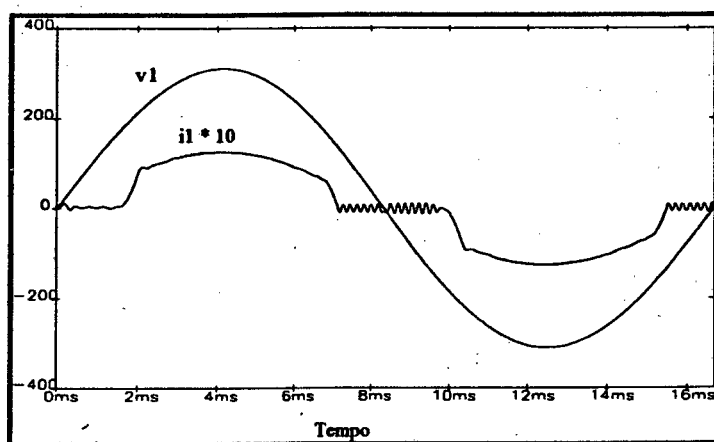


Figura 4.9 - Tensão e corrente de entrada.

### 4.3 - Resultados Experimentais

Implementou-se um protótipo de laboratório a partir dos valores estabelecidos no projeto, com o objetivo de verificar o seu real funcionamento para uma potência de 1500 W.

O diagrama completo do estágio de potência está representado na figura 4.10.

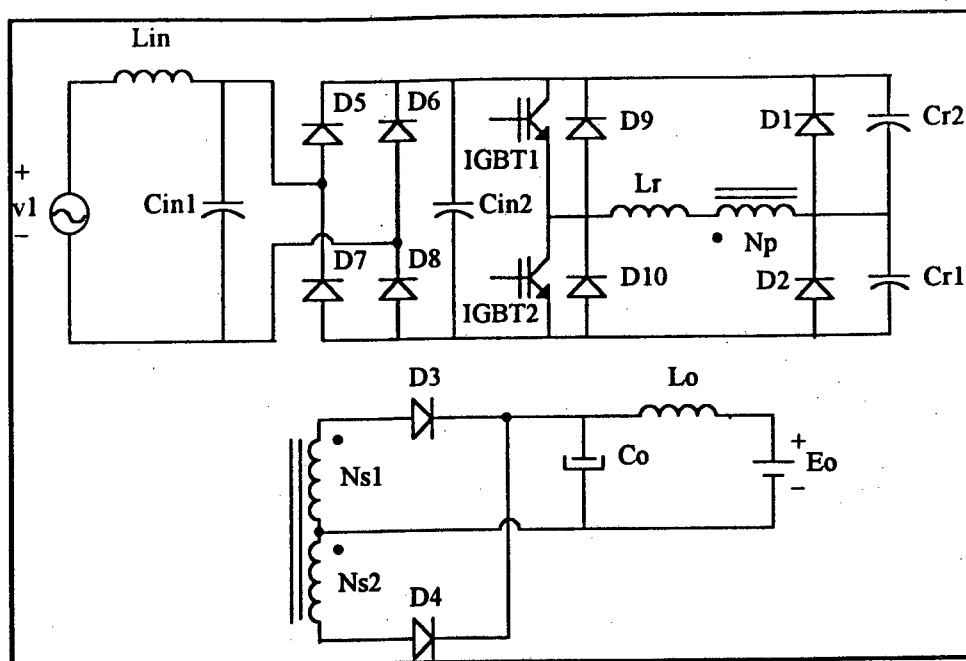


Figura 4.10 - Diagrama completo do estágio de Potência.

Onde:

$v1 = 220 \text{ Vef}$  - tensão eficaz da rede de alimentação

$Eo = 48 \text{ V}$  - tensão de saída

$Lin = 993,46 \text{ uH}$ ;  $Cin1 = 0,833 \text{ uF}$ ;  $Cin2 = 2 \text{ uF}$  - filtro de entrada

$Lr = 8,52 \text{ uH}$  - indutância ressonante

$Cr1 = Cr2 = 0,66 \text{ uF}$  - capacitores ressonantes

$Co = 9 \text{ mF}$  - capacitor de filtro de saída

$Lo$  - indutância da cablagem

Transformador:  $Np = 8$  espiras;  $Ns1 = Ns2 = 5$  espiras

IGBT's: módulo ID226005 da POWEREX

D1 e D2: SKN e SKR 4F 25/400 da SEMIKRON

D3 e D4: ESM 244 600R da THOMPSON

D5 - D8: ponte retificadora SKB 30/08 da SEMIKRON

As formas de onda foram obtidas para uma variação da frequência de chaveamento entre 20 kHz e 30 kHz.

### 4.3.1 - Tensão e Corrente de Entrada

A figura 4.11 mostra a forma de onda da tensão e da corrente de entrada do conversor, onde verifica-se que estas são idênticas às previstas por simulação e pela análise teórica.

A distorção harmônica total é de 21,42% e o ângulo de defasagem da componente fundamental é de 0,8 graus, obtendo-se portanto um fator de potência igual a 0,977.

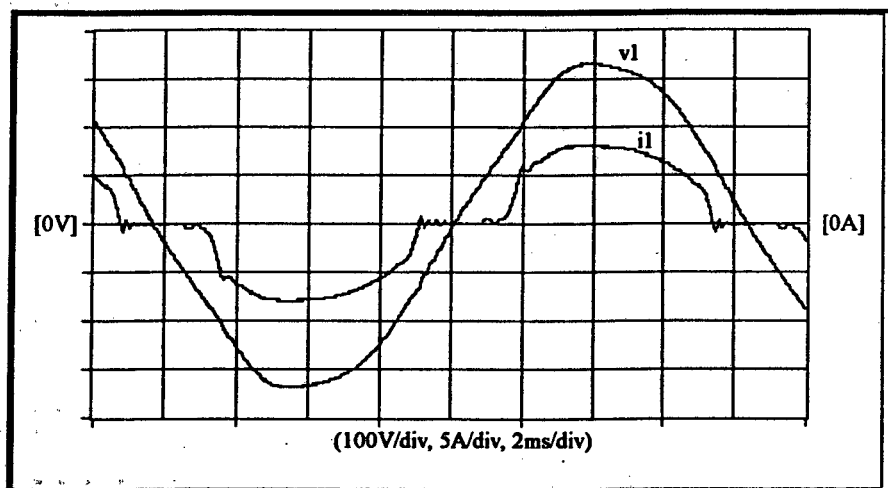


Figura 4.11 - Tensão e corrente de entrada.

Nas figuras 4.12 e 4.13 são mostrados os espectros harmônicos da corrente e da tensão de entrada respectivamente, onde pode-se notar a presença do quinto harmônico na tensão de entrada que é de aproximadamente 2,8%.

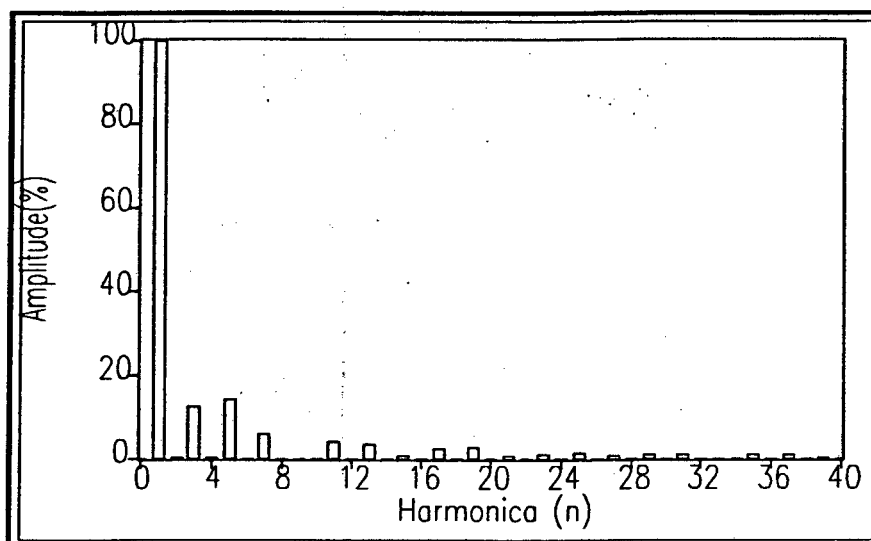


Figura 4.12 - Espectro harmônico da corrente de entrada.

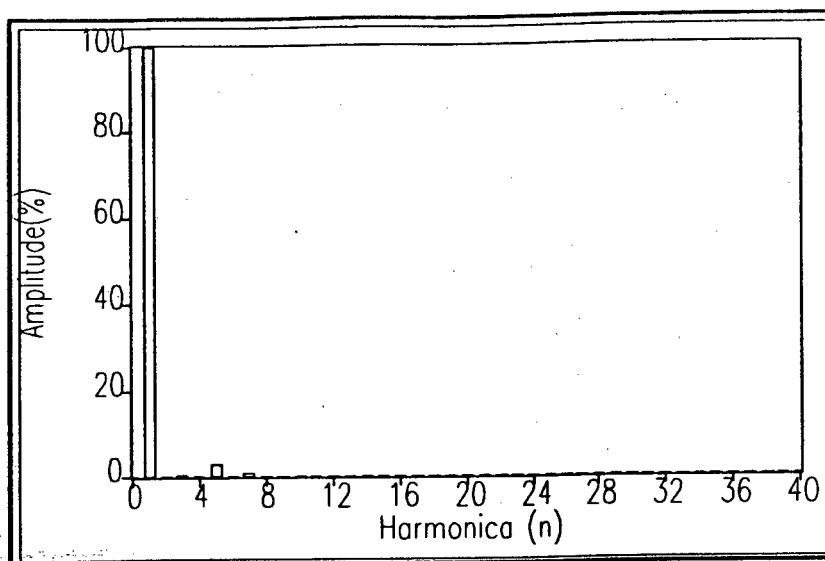


Figura 4.13 - Espectro harmônico da tensão de entrada.

#### 4.3.2 - Tensão e Corrente no Circuito Ressonante

Na figura 4.14 pode-se observar a tensão no capacitor ressonante  $C_{r1}$  e a corrente no indutor  $L_r$  para um período da rede, e nas figuras 4.15 e 4.16 para um período de chaveamento.

As pequenas diferenças entre esses resultados e os de simulação são devido aos elementos parasitas do circuito.

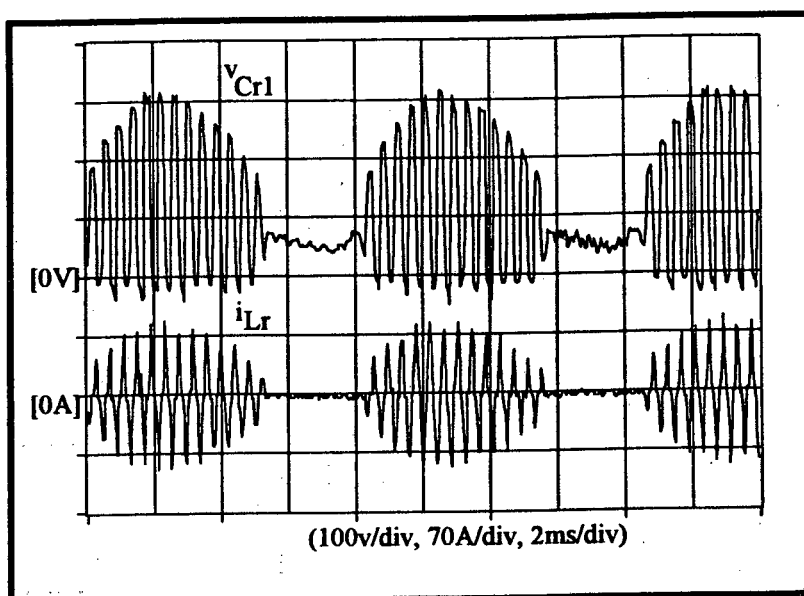


Figura 4.14 - Formas de onda de  $v_{Cr1}$  e  $i_{Lr}$ .

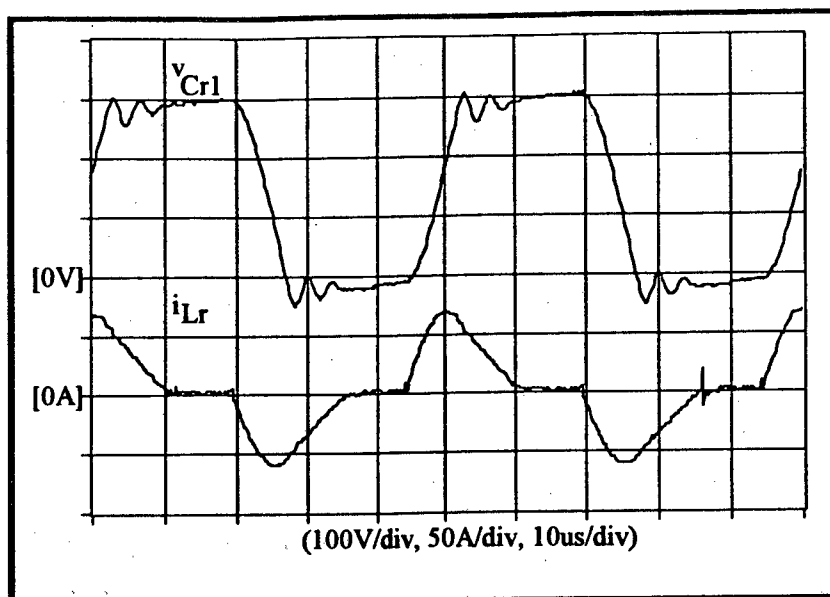


Figura 4.15 - Formas de onda de  $v_{Cr1}$  e  $i_{Lr}$  no detalhe para  $f_s = 20$  kHz.

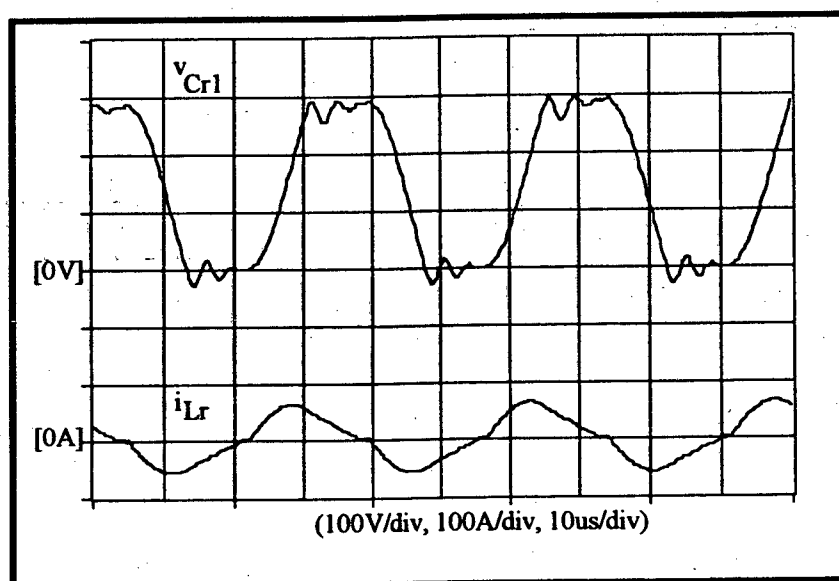


Figura 4.16 - Formas de onda de  $v_{Cr1}$  e  $i_{Lr}$  no detalhe para  $f_s = 29$  kHz.

### 4.3.3 - Tensão e Corrente na Chave

Devido a impossibilidade de se obter a corrente nas chaves, foram feitas aquisições da tensão na chave em conjunto com a corrente nos diodos retificadores de saída (corrente na chave refletida no secundário) e em conjunto com a corrente no indutor ressonante. Estas formas de onda estão representadas nas figuras a seguir (Figs. 4.17, 4.18, 4.19, 4.20).

Verifica-se, desta vez experimentalmente, a característica de comutação ZCS e a não existência de perdas de chaveamento.

Os dois níveis de tensão nos IGBT's são devido às capacitâncias intrínsecas do mesmo. Nota-se também o aparecimento de ruídos com a introdução da ponteira de tensão nas chaves.

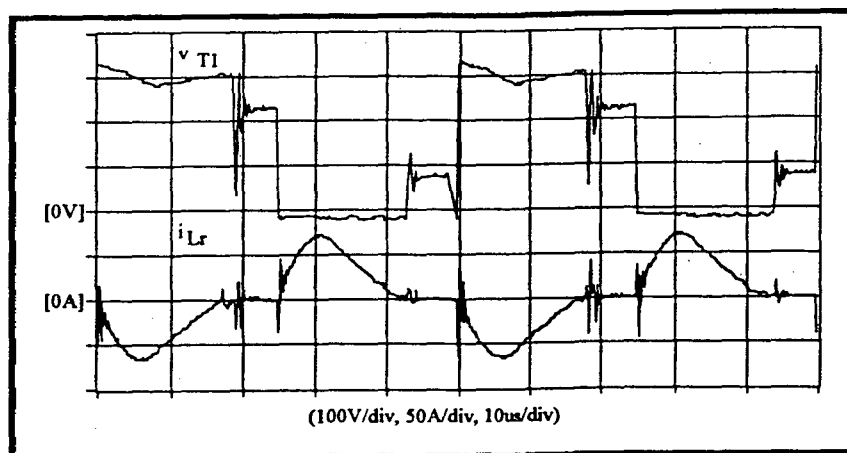


Figura 4.17 - Detalhe da tensão na chave e da corrente  $i_{Lr}$  para  $f_s = 20$  kHz.

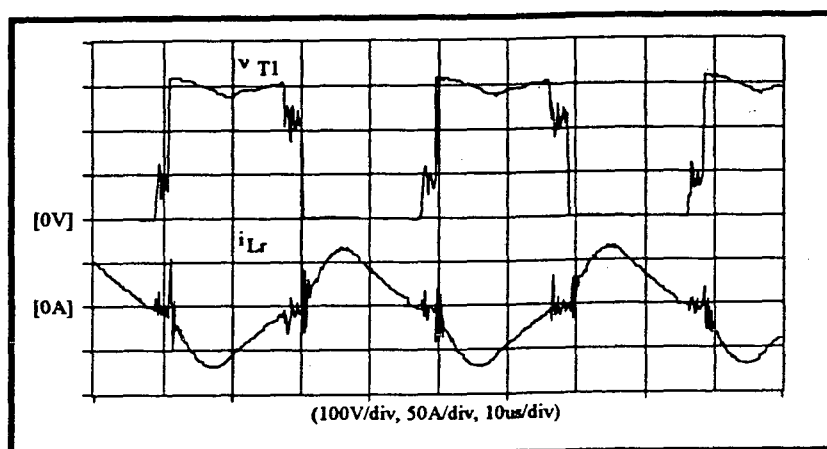


Figura 4.18 - Detalhe da tensão na chave e da corrente  $i_{Lr}$  para  $f_s = 25$  kHz.

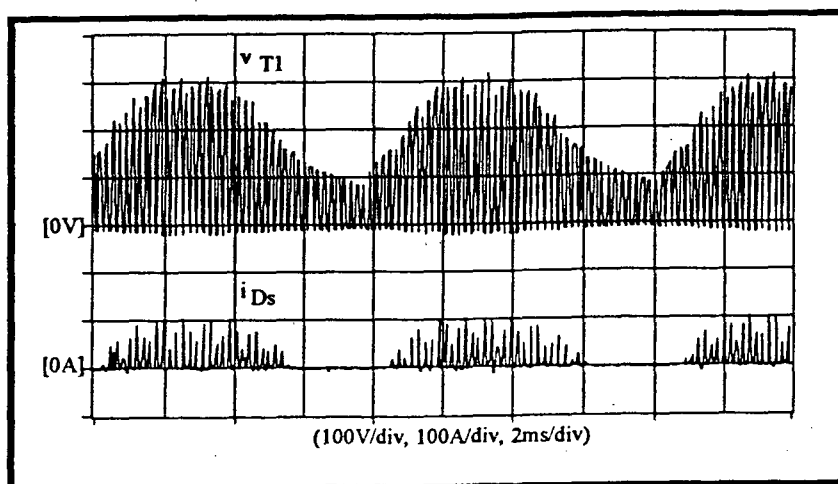


Figura 4.19 - Tensão na chave e corrente no diodo retificador de saída.

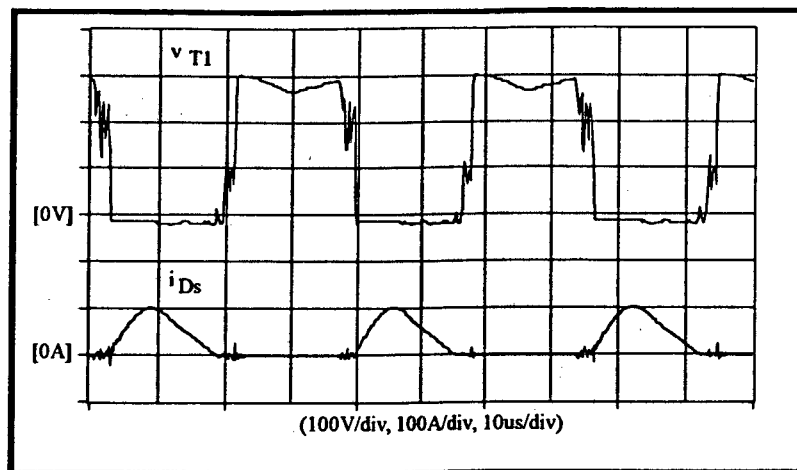


Figura 4.20 - Detalhe da tensão na chave e corrente no diodo retificador de saída para  $f_s = 27 \text{ kHz}$ .

#### 4.3.4 - Tensão e Corrente nos Diodos de Grampeamento

A figura 4.21 mostra a tensão e a corrente em detalhe no diodo de grampeamento D1, onde as oscilações existentes são devido às capacitâncias intrínsecas dos diodos e aos seus tempos de recuperação.

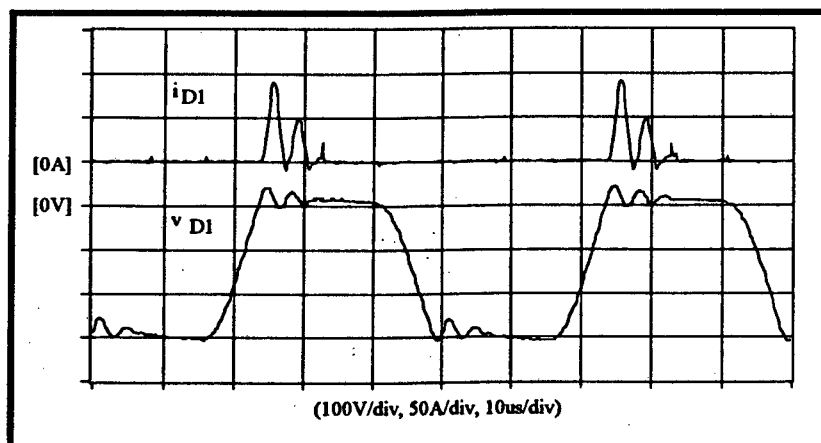


Figura 4.21 - Detalhe da tensão e da corrente no diodo D1 para  $f_s = 20 \text{ kHz}$ .

#### 4.3.5 - Tensão e Corrente nos Diodos Retificadores de Saída

A tensão e a corrente nos diodos retificadores de saída estão mostradas em detalhe na figura 4.22, onde verifica-se a comutação natural dos mesmos.



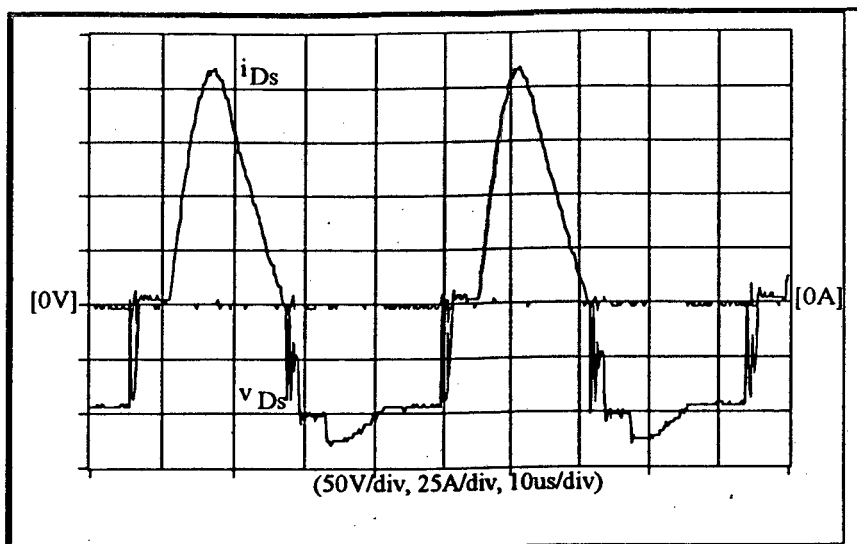


Figura 4.22 - Detalhe da tensão e corrente no diodo retificador de saída para  $f_s = 23$  kHz.

#### 4.3.6 - Corrente Fornecida pelo Conversor

A corrente fornecida pelo conversor à bateria, antes de passar pelo processo de filtragem, está mostrada na figura 4.23.

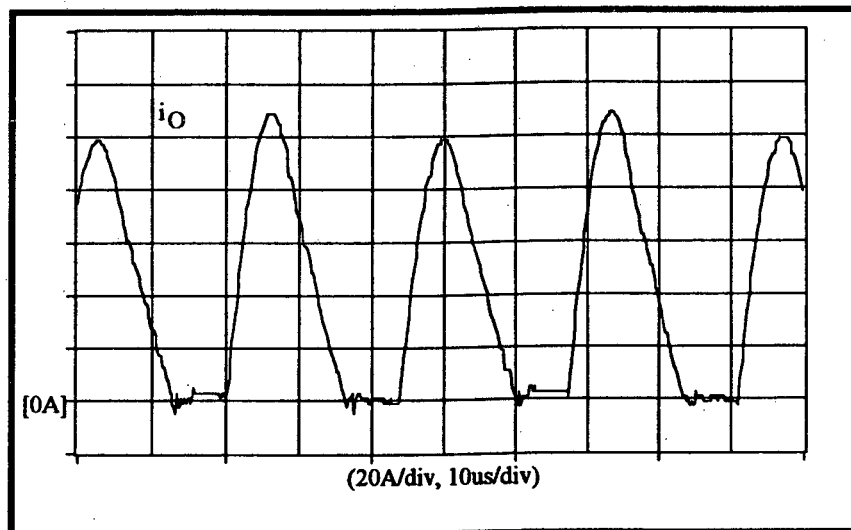


Figura 4.23 - Detalhe da corrente fornecida pelo conversor para  $f_s = 22$  kHz.

#### 4.3.7 - Tensão no Primário e Secundário

As formas de onda da tensão no primário e secundário do transformador estão representadas na figura 4.24.

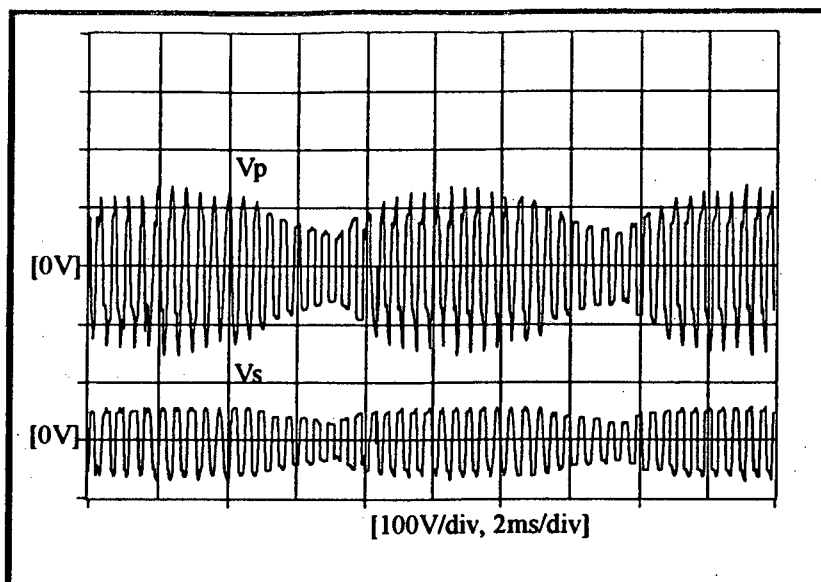


Figura 4.24 - Tensão no primário e secundário do transformador.

#### 4.3.8 - Curva de Rendimento

A curva de rendimento do conversor apresenta-se na figura 4.25, onde se observa um rendimento médio de 85%. As perdas neste conversor, praticamente se dividem em 2 partes:

- perdas de condução tanto nas chaves quanto nos diodos;
- perdas nos elementos magnéticos.

#### 4.3.9 - Característica de Saída do Conversor

Como tem-se na saída do conversor uma bateria ( $q = 2.E_{op}/V_m = \text{constante}$ ), observou-se que, na operação em malha aberta a corrente de saída não varia com a carga (característica de fonte de corrente) e sim com a frequência de chaveamento apenas. Essa variação está mostrada na característica de saída do conversor obtida experimentalmente (figura 4.26).

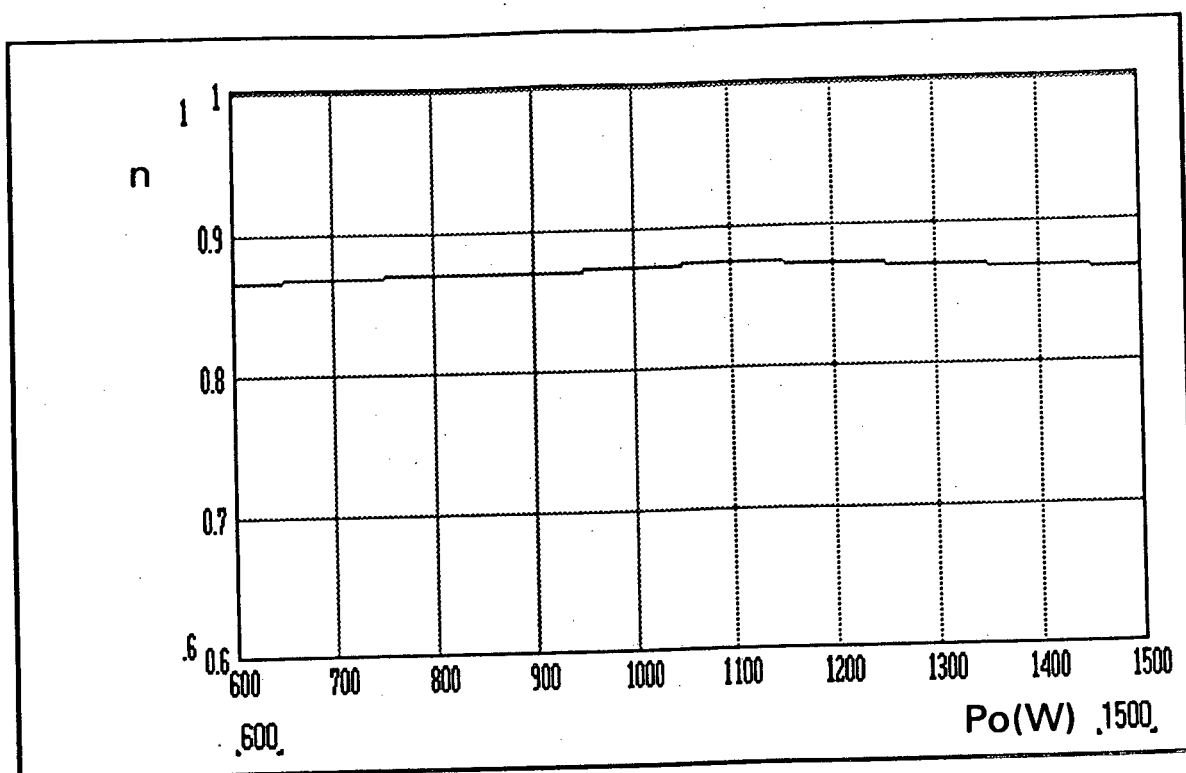


Figura 4.25 - Curva de rendimento do conversor.

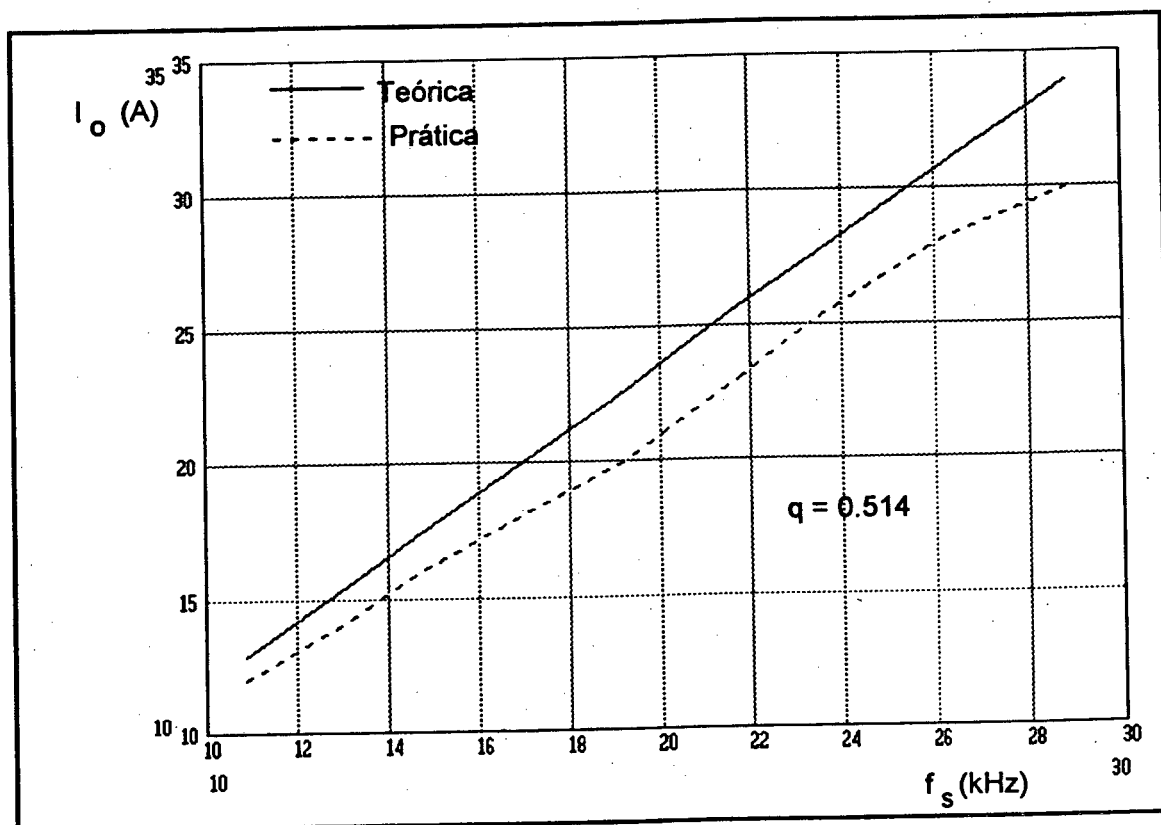


Figura 4.26 - Característica de saída do conversor.

#### 4.4 - Conclusão

Neste capítulo, mostrou-se primeiramente os resultados obtidos em simulações feitas em cima do conversor proposto. Em seguida foram apresentados os resultados experimentais, onde se observa uma perfeita semelhança de resultados com pequenas diferenças atribuídas aos elementos parasitas do circuito, não incluídos na simulação.

Tanto os resultados de simulação, quanto os experimentais comprovam toda a análise teórica desenvolvida nos capítulos iniciais, com valores e formas de onda de acordo com o previsto.

Observa-se também que todos os principais objetivos desejados inicialmente foram alcançados, dos quais ressalta-se o mais importante que é um alto fator de potência de entrada (aproximadamente igual a 0,977) sem a utilização de técnicas especiais de correção.

Ressalta-se ainda que não houve nenhum problema de ordem prática na operação do protótipo em laboratório para uma potência de 1500 W, caracterizando, desta forma, a estrutura como simples, robusta e com um alto grau de confiabilidade, tornando-o próprio para aplicações industriais.

## CONCLUSÃO GERAL

Neste trabalho foi apresentado um carregador de baterias operando no modo ressonante com alto fator de potência utilizando IGBT's, onde os resultados de simulação e os experimentais comprovam o estudo teórico desenvolvido.

Algumas características importantes foram verificadas, tais como:

- simplicidade no projeto do estágio de potência;
- simplicidade no circuito de comando;
- característica de comutação sob corrente nula (ZCS) e a não existência de perdas em comutação, proporcionando um alto rendimento com robustez;
- apenas duas chaves semicondutoras são utilizadas para controlar o fluxo de potência para carga e proporcionar um alto fator de potência;
- alto fator de potência, sem a utilização de técnicas especiais de correção;
- aumento no rendimento da estrutura com a utilização de IGBT's no lugar de MOSFET's;
- controle linear do fluxo de potência.

Como desvantagens, pode-se citar:

- altas correntes de pico, limitando a máxima potência do conversor;
- modulação em frequência;
- compromisso entre o fator de potência e o rendimento da estrutura.

A variação da frequência de chaveamento entre 50% e 100% da máxima, praticamente não alterou o fator de potência da estrutura. Para uma maior faixa de variação é recomendado um filtro de entrada de alta frequência proporcionalmente maior.

Na operação do protótipo em laboratório para uma potência de 1500 W, a estrutura se revelou simples, robusta e com um alto grau de confiabilidade.

Em termos de trabalhos futuros, sugere-se um estudo aprofundado sobre a modelagem e a compensação, que irão permitir o fechamento da malha do conversor.

## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] - T.S. Latos and D.J. Basack, "A High Efficiency 3 KW Switchmode Battery Charger", IEEE PES'82 Conference Record. pp. 341-349.
- [2] - Bonanni Ignazia, "Unity Power Factor Battery Charger Regulated by LVI", Power Quality Proceedings, November 1990, Paris, pp. 42-47.
- [3] - Hari Bruno Mohr, Márcio Almeida Có, Valdir Noll and Ivo Barbi, "Isolated Boost Battery Charger with Unity Power Factor and Charge Control by Microcontroller", 2º COBEP, Novembro 1993, Uberlândia - MG, pp. 201-206.
- [4] - Ivo Barbi and Ênio Valmor Kassik, "A High Power Factor Resonant Mode Converter for Battery Applications", 2º COBEP, Novembro 1993, Uberlândia - MG, pp. 195-200.
- [5] - J.L. Freitas Vieira, F.E. Nogueira de Melo e Ivo Barbi, "Conversor Série Ressonante com Grampeamento da Tensão no Capacitor Ressonante", Revista Controle e Automação, SBA, Vol.3, Nº 3, Ago./Set. 1992.
- [6] - Nilton Francisco Oliveira da Silva, "Estudo e Realização de uma Fonte Chaveada com Conversor Série Ressonante", Dissertação de Mestrado, LAMEP - UFSC - BRASIL, 1988.
- [7] - J.L. Freitas Vieira, "Concepção, Análise e Projeto de Sistemas de Alimentação em Corrente Contínua de Alto Desempenho com Altas Frequência e Potência", Tese de Doutorado, LAMEP - UFSC - BRASIL, 1993.
- [8] - Ivo Barbi - Eletrônica de Potência II, Publicação Interna, UFSC, 1981.
- [9] - David A. Bell, "Solid State Pulses Circuits" - 3ª Edição - Prentice Hall.
- [10] - SEMIKRON, Semicondutor - Data Book, 1993.
- [11] - POWEREX, IGBTMOD<sup>TH</sup> Selector Guide.